

BRUNO SCORTEGAGNA DUPCZAK

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS
FLUORESCENTES ALIMENTADO EM
CORRENTE CONTÍNUA**

Florianópolis – SC

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS
FLUORESCENTES ALIMENTADO EM
CORRENTE CONTÍNUA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

BRUNO SCORTEGAGNA DUPCZAK

Florianópolis, Dezembro de 2008.

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES ALIMENTADO EM CORRENTE CONTÍNUA

Bruno Scortegagna Dupczak

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Orientador

Prof^a. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Presidente

Prof. Claudinor Bitencourt Nascimento, Dr.

Prof. Anderson Soares André, Dr.

Eng. Adriano Kieling Ries, Dr.

Coragem, Força e Honra.

AGRADECIMENTOS

Ao Amigo e Professor Arnaldo José Perin, não só pela sua orientação e conhecimento, mas principalmente por transmitir a todos os seus alunos o seu jeito simples, bem humorado e otimista de encarar a vida.

Aos engenheiros Juliano Bedin e Eloi Agostini Junior pela experiência técnica e colaboração no desenvolvimento deste trabalho.

A todos os professores do INEP, Ivo Barbi, Denizar C. Martins, Enio V. Kassick, João C. Fagundes, Hari B. Mohr e Samir A. Mussa, pela participação direta na minha formação.

Aos membros da banca examinadora, professores Claudinor Bitencourt Nascimento e Anderson Soares André e ao engenheiro Adriano Kieling Ries pelas sugestões incorporadas para melhorar essa dissertação.

Em especial, a minha mãe Marlene e ao meu irmão Fabiano, pelo apoio incondicional, incentivo e compreensão nessa jornada.

Aos amigos de turma, Gustavo C. Flores, Roniere H. Oliveira, Gierri Waltrich, Tiago K. Jappe, Roberto F. Coelho, Gabriel Tibola, Rodrigo da Silva, Gláucio Roberto T. Hax e Mateus C. Maccarini pelo convívio e amizade ao longo deste período.

Aos funcionários do INEP, aos demais amigos, colegas, doutorandos e mestrandos que de alguma forma contribuíram com as atividades de pesquisa.

À CAPES e a UFSC, pelo apoio financeiro e pela estrutura oferecida para a realização desse trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

REATOR ELETRÔNICO PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES ALIMENTADO EM CORRENTE CONTÍNUA

Bruno Scortegagna Dupczak

Dezembro / 2008

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Reator eletrônico, lâmpada fluorescente T5, corrente contínua, sistemas embarcados, aplicações ferroviárias.

Número de páginas: 136

RESUMO: Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto de reatores eletrônicos alimentados em corrente contínua, aplicados em sistemas de iluminação fluorescente para veículos ferroviários. Devido à ampla variação da tensão de alimentação, definida pelas normas técnicas pertinentes para este tipo de aplicação, o reator deverá ter a capacidade de controlar a potência na lâmpada, permitindo não só manter constante o fluxo luminoso emitido como também possibilitar que um único reator alimente lâmpadas de diferentes potências. Serão utilizadas lâmpadas fluorescentes tubulares do tipo T5, as quais apresentam maior eficiência, porém, demandam mecanismos de pré-aquecimento dos filamentos para assegurar o máximo aproveitamento da sua vida útil. O embasamento teórico necessário, bem como as informações normativas relevantes são apresentadas, além de resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ELECTRONIC BALLAST FOR FLUORESCENT LAMPS SUPPLIED BY DIRECT CURRENT

Bruno Scortegagna Dupczak

Dezember / 2008

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers.

Keywords: Electronic ballasts, T5 fluorescent lamp, direct current, embedded systems, railway applications.

Number of pages: 136

ABSTRACT: This work presents a project methodology of electronic ballasts supplied by direct current, applied to fluorescent illumination systems in railway vehicles. Due to the wide range of the voltage source, defined by relevant technical norms for this type of application, the ballast must be able to control the power of the lamp, allowing to keep the luminous flux emission constant and to drive lamps of different powers. T5 fluorescent lamps will be used, due to the higher efficiency, but they need preheating filament circuit to ensure the maximum service life. The theoretical knowledge and the relevant technical norms are presented. Also, prototypes were built and experimental results were obtained.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	VII
LISTA DE FIGURAS.....	XI
LISTA DE TABELAS	XIV
SIMBOLOGIA.....	XV
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1 – ASPECTOS GERAIS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LÂMPADAS FLUORESCENTES	3
1.1 INTRODUÇÃO.....	3
1.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E CONCEITOS BÁSICOS	3
1.3 REATORES ELETRÔNICOS	5
1.4 LÂMPADAS FLUORESCENTES T5	7
1.4.1 Características	8
1.4.2 Desempenho e vida útil.....	9
1.4.3 Filamentos	11
1.5 CONCLUSÃO	12
2 – REVISÃO DE NORMAS TÉCNICAS RELACIONADAS AOS REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES TUBULARES	13
2.1 INTRODUÇÃO.....	13
2.2 IEC 60081 (NBR IEC 60081) – LÂMPADAS FLUORESCENTES TUBULARES	13
2.2.1 Dimensões.....	13
2.2.2 Características elétricas – regime permanente	14
2.2.3 Características elétricas – ignição com pré-aquecimento.....	15
2.3 IEC 60929 (NBR 14418) – DESEMPENHO DE REATORES ELETRÔNICOS CA	17
2.3.1 Condições de partida com pré-aquecimento	17
2.3.2 Forma de onda da corrente na lâmpada.....	19
2.4 EN 50155 – EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS EM APLICAÇÕES FERROVIÁRIAS	20
2.4.1 Tensão de alimentação	20
2.4.2 Temperatura ambiente.....	21
2.4.3 Umidade relativa	21
2.4.4 Outros requisitos	21
2.5 EN 50311 – REATORES ELETRÔNICOS CC EM APLICAÇÕES FERROVIÁRIAS	22
2.5.1 Requisitos de projeto.....	22

2.5.2	Dimensões e conectores	24
2.6	EN 50121-1 / EN 50121-3-2 – EMC EM APLICAÇÕES FERROVIÁRIAS	25
2.6.1	Emissão conduzida.....	25
2.6.1.1	Terminais de carga	25
2.6.1.2	Terminais de alimentação	26
2.6.1.3	Terminais de controle	26
2.6.2	Emissão irradiada.....	26
2.7	IEC 61347-1 – SEGURANÇA DE REATORES ELETRÔNICOS	26
2.8	CONCLUSÃO	27
3	– MODELAGEM E ANÁLISE TEÓRICA DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO	28
3.1	INTRODUÇÃO.....	28
3.2	MODELO ADOTADO PARA A LÂMPADA FLUORESCENTE	28
3.3	ESTRUTURA DE POTÊNCIA	29
3.4	ANÁLISE DA ETAPA DE PRÉ-AQUECIMENTO	30
3.5	ANÁLISE DA ETAPA DE IGNIÇÃO	34
3.6	ANÁLISE DA OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	37
3.6.1	Etapas de operação.....	38
3.6.2	Formas de onda	39
3.6.3	Determinação de V_L , I_{Lr} e ϕ_{ILr}	39
3.7	CONCLUSÃO	44
4	– PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA VERSÃO 110 V CC	45
4.1	INTRODUÇÃO.....	45
4.2	ESPECIFICAÇÕES	45
4.3	PROJETO	47
4.3.1	Microcontrolador	48
4.3.2	Filtro ressonante.....	48
4.3.2.1	Restrições de projeto	50
4.3.2.2	Determinação das condições iniciais	52
4.3.2.3	Cálculo numérico dos parâmetros	54
4.3.2.4	Verificação do projeto	55
4.3.2.5	Esforços nos componentes em regime permanente	57
4.3.2.6	Esforços nos componentes durante a etapa de ignição.	58
4.3.2.7	Especificação dos componentes	59
4.3.3	Inversor de tensão meia-ponte	60
4.3.3.1	Interruptores de potência	60
4.3.3.2	Circuito de comando.....	61
4.3.3.3	Capacitores de barramento	62
4.3.4	Circuito de pré-aquecimento	63
4.3.5	Sensor de corrente nas lâmpadas.....	68

4.3.6	Sensor de corrente nos filamentos e de desconexão das lâmpadas	70
4.3.7	Sensor da tensão de alimentação.....	72
4.3.8	Fonte auxiliar	73
4.3.9	Filtro de entrada	74
4.3.10	Proteções de entrada.....	75
4.3.11	Firmware	76
4.3.11.1	Inicialização	77
4.3.11.2	Ativação do inversor.....	77
4.3.11.3	Rampa de pré-aquecimento	77
4.3.11.4	Pré-aquecimento	78
4.3.11.5	Ignição.....	78
4.3.11.6	Controle de potência.....	79
4.3.11.7	Aguarda tentativa (ignição)	80
4.3.11.8	Verifica troca da lâmpada.....	80
4.3.11.9	Aguarda tentativa (troca da lâmpada).....	80
4.4	SIMULAÇÕES	81
4.4.1	Etapa de pré-aquecimento	81
4.4.2	Etapa de ignição	82
4.4.3	Operação em regime permanente.....	84
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	86
4.5.1	Etapa de pré-aquecimento	86
4.5.2	Etapa de ignição	89
4.5.3	Operação em regime permanente.....	91
4.5.4	Controle de potência e rendimento.....	92
4.6	CONCLUSÃO	94
5	– PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA VERSÃO 24 V CC	95
5.1	INTRODUÇÃO.....	95
5.2	ESPECIFICAÇÕES	95
5.3	PROJETO.....	95
5.3.1	Filtro ressonante	96
5.3.1.1	Condições iniciais.....	96
5.3.1.2	Cálculo numérico dos parâmetros	97
5.3.1.3	Verificação do projeto	97
5.3.1.4	Esforços nos componentes em regime permanente	99
5.3.1.5	Esforços nos componentes durante a etapa de ignição	99
5.3.1.6	Especificação dos componentes	100
5.3.2	Inversor de tensão meia ponte.....	101
5.3.2.1	Interruptores de potência	101
5.3.2.2	Circuito de comando.....	102
5.3.2.3	Capacitores de barramento	102

5.3.3	Circuito de pré-aquecimento	103
5.3.4	Sensores de corrente e tensão.....	104
5.3.5	Fonte auxiliar	105
5.3.6	Filtro de entrada	105
5.3.7	Proteções de entrada.....	106
5.3.8	Firmware	107
5.4	SIMULAÇÕES	107
5.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	107
5.5.1	Etapa de pré-aquecimento	108
5.5.2	Etapa de ignição	109
5.5.3	Operação em regime permanente.....	111
5.5.4	Redução nas perdas de comutação no bloqueio dos interruptores.	112
5.5.5	Controle de potência e rendimento.....	114
5.6	CONCLUSÃO	115
CONCLUSÃO GERAL.....		117
ANEXO I – PLANILHA DE CÁLCULO DOS ELEMENTOS DO FILTRO RESSONANTE – VERSÃO 110 V CC.....		119
ANEXO II – PLANILHA DE CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE		125
ANEXO III – FLUXOGRAMA DO <i>FIRMWARE DO</i> MICROCONTROLADOR PARA VERSÃO 110 V CC		128
ANEXO IV – DIAGRAMA ELÉTRICO DO REATOR ELETRÔNICO - VERSÃO 110 V CC.....		131
ANEXO V – DIAGRAMA ELÉTRICO DO REATOR ELETRÔNICO - VERSÃO 24 V CC		132
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		133

LISTA DE FIGURAS

<i>Fig. 1-1: Componentes da lâmpada fluorescente tubular.</i>	4
<i>Fig. 1-2: Diagrama de blocos de um reator eletrônico de elevado fator de potência.</i>	6
<i>Fig. 1-3: Estruturas de filtros ressonantes - (a) LC série, (b) L série C paralelo, (c) LC série C paralelo.</i>	7
<i>Fig. 1-4: Comparação entre o diâmetro das bases das lâmpadas T5, T8 e T12.</i>	8
<i>Fig. 1-5: Percentual do fluxo luminoso emitido em função da temperatura ambiente.</i>	10
<i>Fig. 1-6: Comportamento do fluxo luminoso emitido em função do tempo de utilização.</i>	11
<i>Fig. 2-1: Desenho das dimensões das lâmpadas tubulares T5, especificadas pela norma IEC 60081.</i>	14
<i>Fig. 2-2: Representação gráfica dos valores mínimo e máximo da corrente de pré-aquecimento.</i>	18
<i>Fig. 2-3: Corrente de pré-aquecimento e tensão entre os terminais da lâmpada para um intervalo de transição inferior a 100 ms.</i>	19
<i>Fig. 2-4: Dimensões máximas do reator eletrônico para aplicações ferroviárias até 40 W.</i>	24
<i>Fig. 2-5: Alternativa de disposição dos bornes de conexão do reator eletrônico.</i>	24
<i>Fig. 3-1: Estrutura do inversor meia-ponte isolado com filtro ressonante do tipo LCC.</i>	30
<i>Fig. 3-2: Estágio de potência do reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão controlada.</i>	31
<i>Fig. 3-3: Modelo simplificado do circuito de pré-aquecimento.</i>	31
<i>Fig. 3-4: Divisor de tensão para determinação da tensão eficaz V_f.</i>	32
<i>Fig. 3-5: Ábaco do ganho de tensão do circuito ressonante de pré-aquecimento.</i>	34
<i>Fig. 3-6: Modelo simplificado do filtro ressonante LCC durante a etapa de ignição.</i>	35
<i>Fig. 3-7: Ábaco da tensão eficaz parametrizada aplicada à lâmpada durante a etapa de ignição.</i>	36
<i>Fig. 3-8: Ábaco da corrente eficaz parametrizada no circuito ressonante durante a etapa de ignição.</i>	37
<i>Fig. 3-9: Etapas de operação em regime permanente para um período de comutação.</i>	39
<i>Fig. 3-10: Principais formas de onda do inversor meia-ponte com filtro ressonante LCC.</i>	40
<i>Fig. 3-11: Modelo simplificado do filtro ressonante LCC em regime permanente.</i>	40
<i>Fig. 3-12: Ábaco do ganho de tensão do circuito ressonante em regime permanente ($\alpha=0,5$).</i>	42
<i>Fig. 3-13: Ábaco parametrizado da corrente no circuito ressonante ($\alpha=0,5$).</i>	43
<i>Fig. 3-14: Ábaco parametrizado do ângulo de defasagem da corrente no circuito ressonante ($\alpha=0,5$).</i>	44
<i>Fig. 4-1: Diagrama de blocos do reator eletrônico.</i>	47
<i>Fig. 4-2: Comportamento da corrente parametrizada I_{AB1} para diferentes valores de Ω, Q_{max} e α.</i>	53
<i>Fig. 4-3: Comportamento do valor eficaz da tensão na lâmpada em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 110 V).</i>	56
<i>Fig. 4-4: Comportamento da corrente eficaz de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 110 V).</i>	56
<i>Fig. 4-5: Comportamento do ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de potência de saída (versão 110 V).</i>	57
<i>Fig. 4-6: Circuito de comando dos interruptores.</i>	62

Fig. 4-7: Circuito de pré-aquecimento.....	67
Fig. 4-8: Circuito do sensor de corrente nas lâmpadas.....	68
Fig. 4-9: Circuito do sensor de corrente nos filamentos e de desconexão das lâmpadas.....	71
Fig. 4-10: Circuito do sensor de medição da tensão de alimentação.....	72
Fig. 4-11: Circuito da fonte auxiliar do reator eletrônico (versão 110 V).....	74
Fig. 4-12: Representação da máquina de estados implementada no microcontrolador para gerenciamento das funções do reator eletrônico.....	76
Fig. 4-13: Representação do processo de ignição da lâmpada proporcionado pelo reator eletrônico.....	79
Fig. 4-14: Circuito simulado referente ao pré-aquecimento dos filamentos.....	81
Fig. 4-15: Circuito de simulação do reator eletrônico.....	83
Fig. 4-16: Formas de onda da tensão na lâmpada (V_L) e corrente na entrada do filtro ressonante (I_{AB}) durante a etapa de ignição.....	83
Fig. 4-17: Formas de onda da tensão na lâmpada (superior) e corrente e tensão na entrada do filtro ressonante (inferior) considerando a tensão de alimentação em 77 V e as duas situações de potência de saída - (a) lâmpada de 14 W, (b) lâmpada de 35 W.....	85
Fig. 4-18: Formas de onda da tensão na lâmpada (superior) e corrente e tensão na entrada do filtro ressonante (inferior) considerando a tensão de alimentação em 150 V e as duas situações de potência de saída - (a) lâmpada de 14 W, (b) lâmpada de 35 W.....	85
Fig. 4-19: Foto do protótipo do reator eletrônico alimentado em 110 V cc.....	86
Fig. 4-20: Formas de onda da tensão (Ch1), corrente (Ch2) e potência (M1) de pré-aquecimento.....	87
Fig. 4-21: Detalhe das formas de onda de tensão (Ch1) e corrente (Ch2) de pré-aquecimento.....	88
Fig. 4-22: Forma de onda da tensão nos filamentos após a desconexão do circuito de pré-aquecimento....	88
Fig. 4-23: Formas de onda da tensão no filamento (Ch1) e da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 110 V).....	90
Fig. 4-24: Detalhe da tensão de ignição (Ch1) e da corrente (Ch3) na lâmpada de 35 W.....	90
Fig. 4-25: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 14 W (versão 110 V).....	91
Fig. 4-26: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 110 V).....	92
Fig. 4-27: Variação do rendimento do reator de acordo com a tensão de alimentação, utilizando lâmpadas de 14 e 35 W (versão 110 V).....	93
Fig. 5-1: Comportamento do valor eficaz da tensão na lâmpada em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 24 V).....	98
Fig. 5-2: Comportamento da corrente eficaz de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 24 V).....	98
Fig. 5-3: Comportamento do ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de potência de saída (versão 24 V).....	99
Fig. 5-4: Circuito da fonte auxiliar do reator eletrônico (versão 24 V).....	105
Fig. 5-5: Proteção contra inversão de polaridade utilizando MOSFET.....	107
Fig. 5-6: Foto do protótipo do reator eletrônico alimentado em 24 V cc.....	108

<i>Fig. 5-7: Formas de onda da tensão no filamento (Ch1) e da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 24 V).</i>	109
<i>Fig. 5-8: Tensão de ignição (Ch1), corrente no indutor ressonante (Ch2) e sinal do sensor de proteção (Ch4).</i>	110
<i>Fig. 5-9: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) e na lâmpada de 14 W (versão 24 V).</i>	111
<i>Fig. 5-10: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 24 V).</i>	112
<i>Fig. 5-11: Tensão (Ch4) e corrente (Ch2) no bloqueio dos interruptores do inversor meia-ponte, sem capacitor de auxílio na comutação.</i>	113
<i>Fig. 5-12: Tensão (Ch4) e corrente (Ch2) no bloqueio dos interruptores do inversor meia-ponte, com capacitor de auxílio na comutação.</i>	113
<i>Fig. 5-13: Variação do rendimento do reator de acordo com a tensão de alimentação, utilizando lâmpadas de 14 e 35 W (versão 24 V).</i>	115

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1-1: Potências de lâmpadas tubulares T5 disponíveis no mercado.</i>	9
<i>Tabela 2-1: Dimensões das lâmpadas T5 segundo a norma IEC 60081.</i>	14
<i>Tabela 2-2: Especificações elétricas para operação em regime permanente das lâmpadas T5, segundo a IEC 60081.</i>	15
<i>Tabela 2-3: Especificações elétricas para ignição das lâmpadas T5 com pré-aquecimento por corrente controlada, segundo a IEC 60081.</i>	16
<i>Tabela 2-4: Valores de tensão para pré-aquecimento dos filamentos por tensão controlada.</i>	16
<i>Tabela 2-5: Valores de energia para pré-aquecimento dos filamentos por tensão controlada.</i>	17
<i>Tabela 2-6: Categorias de temperatura de equipamentos eletrônicos em sistemas ferroviários.</i>	21
<i>Tabela 2-7 – Limites para emissão conduzida nos terminais de carga segundo a CISPR 15.</i>	25
<i>Tabela 2-8 – Limites para emissão conduzida nos terminais de alimentação segundo a CISPR 15.</i>	26
<i>Tabela 2-9 – Limites para emissão conduzida nos terminais de controle segundo a CISPR 15.</i>	26
<i>Tabela 2-10 - Limites para emissão irradiada segundo a CISPR 15.</i>	26
<i>Tabela 4-1: Componentes utilizados no circuito de comando.</i>	62
<i>Tabela 4-2: Componentes utilizados no circuito de pré-aquecimento (versão 110 V).</i>	67
<i>Tabela 4-3: Componentes utilizados no sensor de corrente nas lâmpadas.</i>	70
<i>Tabela 4-4: Componentes utilizados no sensor de corrente dos filamentos e de desconexão das lâmpadas.</i>	72
<i>Tabela 4-5: Resultados de simulação do circuito de pré-aquecimento.</i>	82
<i>Tabela 4-6: Resultados de simulação do reator eletrônico na etapa de ignição.</i>	84
<i>Tabela 4-7: Resultados calculados e simulados do reator eletrônico em regime permanente.</i>	85
<i>Tabela 4-8: Comparação entre os valores especificados e obtidos no protótipo, com relação as grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento (versão 110 V).</i>	89
<i>Tabela 4-9: Energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de entrada (versão 110 V).</i>	89
<i>Tabela 4-10: Resultados com a lâmpada de 14 W (versão 110 V).</i>	93
<i>Tabela 4-11: Resultados com a lâmpada de 35 W (versão 110 V).</i>	93
<i>Tabela 5-1: Componentes utilizados no circuito de pré-aquecimento (versão 24 V).</i>	104
<i>Tabela 5-2: Comparação entre os valores especificados e obtidos no protótipo, com relação às grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento (versão 24 V).</i>	108
<i>Tabela 5-3: Energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de entrada.(versão 24 V).</i>	109
<i>Tabela 5-4: Valores de pico da tensão de ignição com e sem pré-aquecimento dos filamentos.</i>	110
<i>Tabela 5-5: Resultados com a lâmpada de 14 W (versão 24 V).</i>	114
<i>Tabela 5-6: Resultados com a lâmpada de 35 W (versão 24 V).</i>	114

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
a	Constante de filamento	-
C_b	Capacitor de barramento	F
C_{comut}	Capacitor de auxílio à comutação	F
C_{eq}	Capacitor equivalente	F
C_f	Capacitor do filtro de entrada	F
C_p	Capacitor paralelo	F
C_s	Capacitor série	F
f_c	Frequência de corte do filtro	Hz
f_o	Frequência de ressonância	Hz
FR	Fator de <i>ripple</i>	%
f_{r_ph}	Frequência de ressonância do circuito de pré-aquecimento	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
f_{s_max}	Frequência de comutação máxima	Hz
f_{s_min}	Frequência de comutação mínima	Hz
G_V	Ganho de tensão	-
$\overline{I_{AB1}}$	Valor eficaz parametrizado da componente fundamental de corrente	-
I_{AB}	Corrente eficaz na entrada do filtro ressonante	A
I_{AB_pico}	Corrente de pico na entrada do filtro ressonante	A
$\angle I_{AB1}$	Ângulo de defasagem da corrente em relação a tensão	°
$I_{AB1_77V_35W}$	Valor eficaz da componente fundamental de corrente para a situação de mínima tensão de alimentação e máxima potência de saída	A
I_{AB1_min}	Valor eficaz mínimo da componente fundamental de corrente	A
I_{Cb}	Corrente eficaz nos capacitores de barramento	A
I_{in}	Corrente de entrada do reator eletrônico	A
I_{Inv_ef}	Corrente eficaz no primário do circuito de pré-aquecimento	A
I_{Inv_pico}	Corrente de pico no primário do circuito de pré-aquecimento	A
I_k	Valor eficaz mínimo da corrente de filamento	A
I_L	Corrente eficaz na lâmpada	A
I_{Lpico}	Corrente de pico na lâmpada	A
I_{Lr_ig}	Corrente eficaz durante a etapa da ignição no indutor ressonante	A
I_{Lr_reg}	Corrente eficaz em regime permanente no indutor ressonante	A
I_m	Valor eficaz mínimo absoluto da corrente de filamento	A

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
I_{max}	Máximo valor instantâneo da corrente de entrada	A
I_{min}	Mínimo valor instantâneo da corrente de entrada	A
I_p	Corrente de pico na comutação	A
$I_{SI,2_pico}$	Corrente de pico nos interruptores de potência	A
L_f	Indutor do filtro de entrada	H
L_r	Indutor ressonante	H
n	Relação de transformação	-
P_{in}	Potência de entrada do reator eletrônico	W
P_L	Potência na lâmpada	W
Q	Impedância normalizada	-
Q_{max}	Impedância normalizada máxima	-
Q_{min}	Impedância normalizada mínima	-
R_{eq}	Resistência equivalente	Ω
R_f	Resistência de filamento	Ω
R_{feq}	Resistência de filamento equivalente	Ω
R_{hc}	Divisão da resistência elétrica do filamento aquecido pelo seu valor em temperatura ambiente	-
R_L	Resistência elétrica da lâmpada	Ω
R_{L_14W}	Resistência da lâmpada de 14 W	Ω
R_{L_35W}	Resistência da lâmpada de 35 W	Ω
R_{sub}	Resistor de substituição	Ω
t_c	Tempo de comutação	s
t_e	Tempo de pré-aquecimento	s
U_n	Valor nominal de tensão de alimentação	V
V_{AB1}	Valor eficaz da componente fundamental de tensão	V
V_{AB1_max}	Valor eficaz máximo da componente fundamental de tensão	V
V_{AB1_min}	Valor eficaz mínimo da componente fundamental de tensão	V
V_{AD}	Tensão na entrada do conversor A/D do microcontrolador	V
V_b	Tensão de barramento (alimentação)	V
V_{b_max}	Tensão de barramento (alimentação) máxima	V
V_{Cs}	Tensão eficaz no capacitor série	V
V_{Ds}	Queda de tensão no diodo	V
V_{f_ef}	Tensão eficaz no filamento	V
V_{f_inicio}	Tensão eficaz aplicada aos filamentos no início da etapa de pré-aquecimento	V
$V_{f'}$	Tensão de filamento refletida ao primário	V
V_{in}	Tensão de entrada do reator eletrônico	V
V_{Inv_pico}	Tensão de pico no primário do circuito de pré-aquecimento	V
V_L	Tensão eficaz na lâmpada	V

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
$V_{L_{14W}}$	Valor nominal da tensão eficaz na lâmpada de 14 W	V
$V_{L_{35W}}$	Valor nominal da tensão eficaz na lâmpada de 35 W	V
V_{Lph}	Tensão eficaz no indutor de pré-aquecimento	V
V_{Lr}	Tensão eficaz no indutor ressonante	V
V_{Sp}	Tensão de pico no secundário do transformador de corrente	V
Z_B	Impedância característica	Ω
Z_{Cph}	Impedância do capacitor de pré-aquecimento	Ω
Z_{Lph}	Impedância do indutor de pré-aquecimento	Ω
Z_{th}	Impedância total	Ω
α	Relação de capacitâncias	-
ΔV_{Cb}	Ondulação na tensão de barramento	V
ζ	Fator de amortecimento	-
η	Rendimento	%
ω	Frequência angular de comutação	rad/s
Ω	Frequência de comutação normalizada	-
Ω_{max}	Frequência de comutação normalizada máxima	-
Ω_{min}	Frequência de comutação normalizada mínima	-
ω_o	Frequência angular de ressonância	rad/s
ω_{os}	Frequência angular de ressonância série	rad/s

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
D_Z	Diodo zener
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor comandável
T	Transformador
V	Fonte de Tensão

3. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A/D	Conversor Analógico para Digital
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
CISPR	“Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques”
DALI	“Digital Addressable Lighting Interface”
EMI	“Electromagnetic Interference”
EN	“European Committee for Electrotechnical Standardization”
FC	Fator de Crista
HE	“High Efficiency”
HO	“High Output”
IEC	“International Electrotechnical Commission”
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistors”
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	“Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor”
NBR	Norma brasileira
PFC	“Power Factor Correction” Correção do Fator de Potência
PWM	“Pulse width modulation” Modulação por Largura de Pulso
T12	Lâmpada fluorescente tubular com 12/8 de polegada.
T5	Lâmpada fluorescente tubular com 5/8 de polegada.
T8	Lâmpada fluorescente tubular com 8/8 de polegada.
ZVS	“Zero Voltage Switching”

4. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
Ω	Ohm
$^{\circ}\text{C}$	Grau Celsius
o	Grau trigonométrico
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
rad/s	Radianos por segundo
s	segundo
V	Volt
W	Watt
lm	Lúmens
m	Metro

INTRODUÇÃO GERAL

O posicionamento global frente à preservação do meio ambiente tem demandado a evolução constante dos sistemas de iluminação artificial, buscando o desenvolvimento de tecnologias inteligentes e com menor consumo de energia elétrica.

Com relação aos sistemas de iluminação, a utilização de lâmpadas fluorescentes ainda representa uma das melhores alternativas disponíveis no mercado, unindo eficiência energética, baixo custo e ótima qualidade da luminosidade gerada.

Em conjunto com as lâmpadas fluorescentes, é indispensável a utilização de dispositivos limitadores de corrente (reatores), sendo que, com a evolução da eletrônica de potência, eles têm se tornado menores, mais eficientes e com alto fator de potência, apresentando menor impacto na qualidade da energia disponível em instalações elétricas.

A eletrônica de potência ainda possibilita o uso de sistemas de iluminação com lâmpadas fluorescentes juntamente com tensões de alimentação relativamente baixas, normalmente disponível em sistemas embarcados como ônibus, trens, metrô e barcos, onde é habitual a utilização de baterias como fonte de alimentação elétrica.

Diante deste cenário, este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de reatores eletrônicos alimentados em corrente contínua, visando à utilização de lâmpadas fluorescentes tubulares para a iluminação de interiores de trens e metrô.

Apesar da metodologia proposta ser válida para qualquer tipo de lâmpada fluorescente, esse trabalho irá envolver a utilização de lâmpadas fluorescentes do tipo T5, que representam a tecnologia mais moderna e eficiente disponível no mercado, com respeito às lâmpadas de descarga de baixa pressão.

No Capítulo 1 será apresentada uma visão geral sobre os sistemas de iluminação com lâmpadas fluorescente, destacando a necessidade dos reatores eletrônicos e os benefícios das lâmpadas fluorescentes T5.

Considerando um posterior interesse comercial, uma revisão das normas técnicas pertinentes ao projeto será apresentada no Capítulo 2, enfatizando informações específicas quanto à aplicação em sistemas ferroviários.

No Capítulo 3, será abordada a modelagem e a análise teórica do reator eletrônico, fornecendo o embasamento matemático necessário para o cálculo dos componentes que integram o projeto.

Nos Capítulos 4 e 5 serão apresentados os projetos das duas versões do reator eletrônico, alimentados com tensões nominais contínuas de 110 e 24 V, abordando o dimensionamento de componentes, simulações e os resultados experimentais obtidos com a construção de protótipos.

Finalizado, serão apresentadas as conclusões gerais do estudo, sugestões para trabalhos futuros e demais documentos em anexo, como planilhas de cálculo e diagramas elétricos de montagem.

1 – ASPECTOS GERAIS DOS SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LÂMPADAS FLUORESCENTES

1.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma visão geral sobre a utilização de lâmpadas fluorescentes em sistemas de iluminação, discutindo o seu princípio de funcionamento e a necessidade de um reator eletrônico para a sua operação.

Será enfatizada a lâmpada fluorescente do tipo T5, a qual é o foco do reator eletrônico desenvolvido neste trabalho, apresentando informações sobre suas características físicas e de desempenho.

1.2 Princípio de funcionamento e conceitos básicos

Segundo [1], estima-se que 19% de toda a energia elétrica consumida no mundo é utilizada para geração de iluminação artificial, sendo que no Brasil esse valor chega a 24%, distribuídos em 41% para a área comercial, 35% para residencial, 19% para iluminação pública e 5% na área de iluminação industrial.

Atualmente, as lâmpadas fluorescentes são as principais lâmpadas de descarga de baixa pressão existentes no mercado, sendo a melhor alternativa em eficiência energética para iluminação residencial.

Entretanto, de acordo com a Philips Lighting, somente na iluminação de escritórios do Brasil, existe um potencial de economizar mais de R\$ 90 milhões por ano em energia, através da melhoria dos sistemas de iluminação fluorescente existentes, usando tecnologias mais modernas.

Basicamente, as lâmpadas fluorescentes são constituídas por um bulbo tubular, com a parede interna revestida por um material fluorescente, contendo vapor de mercúrio e uma pequena quantidade de gás inerte que facilita a ignição.

Os terminais de cada extremidade da lâmpada são conectados a um eletrodo tratado (geralmente um filamento de tungstênio espiralado) recobertos com material emissivo de elétrons. A estrutura da lâmpada está representada na Fig. 1-1 [2].

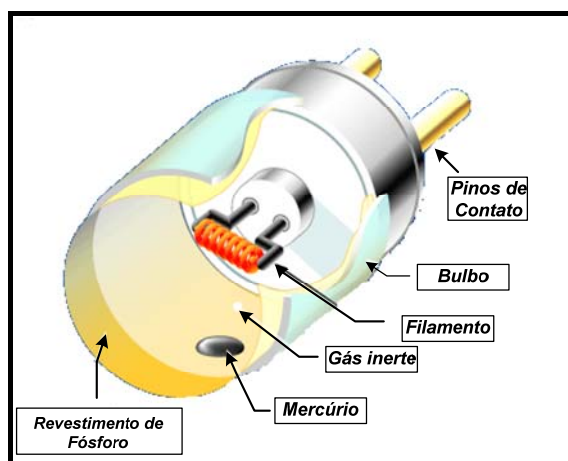


Fig. 1-1: Componentes da lâmpada fluorescente tubular.

O processo de ignição da lâmpada é iniciado quando a diferença de potencial entre os eletrodos atingir um valor crítico. Esse valor pode ser reduzido pelo aquecimento dos gases através da corrente que circula nos filamentos, o que aumenta a durabilidade da lâmpada. Também é possível iniciar a ignição aplicando uma tensão bastante elevada entre os terminais da lâmpada, o que diminui a sua vida útil devido a um maior desprendimento de material dos filamentos.

Durante o processo de operação, a corrente elétrica que circula nos filamentos causa o seu aquecimento e a liberação de elétrons. Esses elétrons se movimentam de um eletrodo para outro formando o arco ou descarga elétrica no vapor de mercúrio.

As contínuas colisões entre os elétrons da descarga e os átomos de mercúrio podem retirar um elétron de sua camada periférica ou deslocá-los de sua camada de valência, devido à absorção de energia provenientes das colisões. Parte dos elétrons deslocados retorna instantaneamente às suas camadas originais liberando a energia que absorveram, principalmente na forma de radiação ultravioleta.

A radiação ultravioleta originada nesse processo é absorvida pela camada de fósforo existente nas paredes internas do tubo de descarga, sendo que parte desta energia é convertida e emitida em forma de luz visível, correspondendo a aproximadamente 28% da energia fornecida à lâmpada [3]

Já o elétron retirado de sua camada periférica se desloca, juntamente com o elétron do eletrodo, para o eletrodo oposto. Esse fenômeno não produz energia radiante, porém é responsável pelo plasma (gás condutor) que mantém a corrente elétrica no interior do bulbo.

É importante ressaltar que a resistência elétrica apresentada por uma lâmpada fluorescente possui uma derivada negativa, ou seja, quanto maior for a corrente drenada, menor será a resistência apresentada. Dessa forma, é imprescindível utilizar um dispositivo auxiliar com a finalidade de estabilizar o valor da intensidade de corrente, além de proporcionar as variações de tensão necessárias às diversas etapas de funcionamento.

Para a iluminação com lâmpadas fluorescentes esse dispositivo auxiliar é denominado reator (*ballast*), que pode ser do tipo eletromagnético ou do tipo eletrônico.

Os reatores eletromagnéticos são dispositivos com menor custo, mais antigos, robustos e simples, apresentando diversas desvantagens como perdas excessivas, peso e volume, ruído audível, baixo fator de potência e a possibilidade de ocorrência do efeito estroboscópico.

Entretanto, os reatores eletrônicos foram desenvolvidos para minimizar ou sanar esses inconvenientes, os quais apresentam alto rendimento, possuem volume e peso reduzidos, podem apresentar estágio de correção de fator de potência e tornam possível o controle da intensidade luminosa da lâmpada.

O reator utilizado também é o principal responsável por determinar o tempo de vida útil da lâmpada, a qual está atrelada principalmente ao desgaste dos filamentos, afetados não só pelo fator de crista da corrente que circula pela lâmpada em regime [4], como também pela maneira como são pré-aquecidos antes da etapa de ignição.

1.3 Reatores eletrônicos

Embora a solução utilizando reatores eletrônicos seja mais complexa e tenha um custo inicial maior, ela se torna atrativa pelo fato do sistema apresentar maior durabilidade e eficiência das lâmpadas, proporcionando uma economia de energia elétrica a médio e a longo prazo em relação aos sistemas com reatores eletromagnéticos.

Os reatores eletrônicos podem ser classificados de acordo com: o método de ignição, da potência capaz de fornecer à carga (lâmpadas), pela presença de estágio de correção de fator de potência, pela capacidade de controlar a intensidade luminosa da lâmpada e por apresentar a possibilidade de comunicação com outras estruturas através de um protocolo específico [2].

Basicamente, um reator eletrônico apresenta três funções principais:

- Realizar o pré-aquecimento dos filamentos durante um certo intervalo de tempo, fornecendo a energia suficiente para elevar a sua temperatura (o que caracteriza um reator de partida rápida);
- Gerar uma tensão elevada nos terminais da lâmpada, proporcionando a sua ignição;
- Limitar e estabilizar a corrente na lâmpada, garantindo que seja fornecido o valor de corrente suficiente para a emissão do fluxo luminoso nominal.

Na Fig. 1-2 é exibida uma representação em diagrama de blocos de um reator eletrônico de elevado fator de potência, sendo caracterizado principalmente pelos blocos “Inversor” e “Filtro Ressonante”, responsáveis por propiciar os valores de tensão, corrente e frequência aplicados na lâmpada.

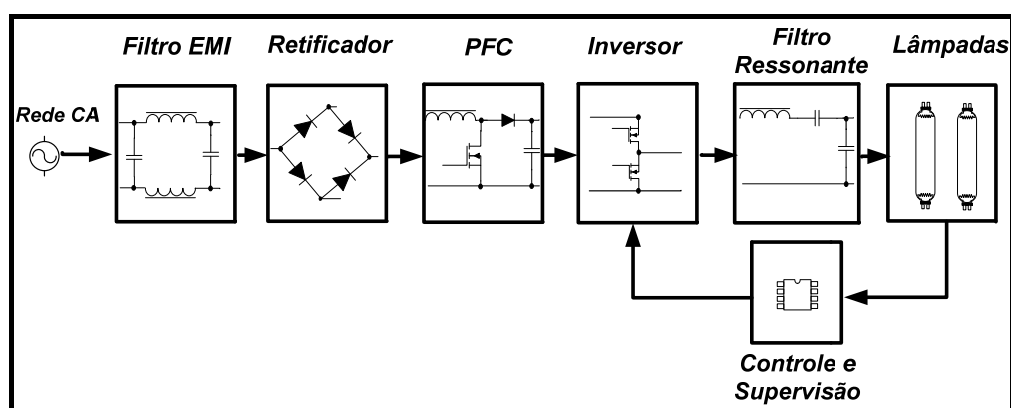


Fig. 1-2: Diagrama de blocos de um reator eletrônico de elevado fator de potência.

Na literatura são encontradas diversas opções de circuitos utilizados para sintetizar esses dois blocos, destacando-se as topologias *Charge Pump*, que integram o estágio de correção de fator de potência [5] [6], o inversor meia-ponte alimentado em tensão [7], o qual pode ser implementado de maneira auto-oscilante, dispensando o uso de circuitos

integrados [8] e o inversor *push-pull* alimentado em corrente [9], representando uma estrutura isolada alimentada normalmente em situações com baixa tensão (12-48 V).

Em todas as topologias, o objetivo principal consiste em gerar uma tensão ou corrente alternada em alta frequência, apresentando um formato retangular, mas que será filtrada por uma rede formada por capacitores e indutores (filtro ressonante), proporcionando uma corrente na lâmpada praticamente senoidal.

Normalmente, os filtros ressonantes utilizados são o LC série, L série C paralelo e LC série C paralelo (LCC), apresentados na Fig. 1-3.

O filtro LC série possui a propriedade de bloquear componentes contínuas de corrente, porém apresenta a desvantagem de que a tensão aplicada nas lâmpadas sempre será menor que a tensão na entrada do filtro. A estrutura L série C paralelo apresenta o comportamento contrário, não bloqueando componentes contínuas de corrente, porém possibilitando aplicar valores de tensão elevados na lâmpada, necessários para a ignição.

Em compensação, o filtro LCC une as vantagens das duas estruturas anteriores, ao custo de um componente a mais, proporcionando maior liberdade de ajustes para reduzir a corrente no filtro e melhorar a qualidade da corrente na lâmpada.

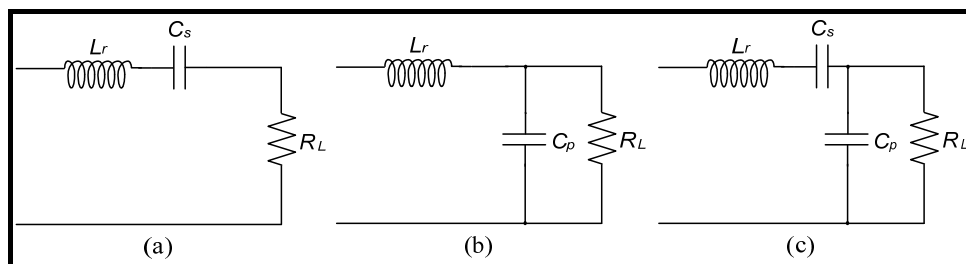


Fig. 1-3: Estruturas de filtros ressonantes - (a) LC série, (b) L série C paralelo, (c) LC série C paralelo.

1.4 Lâmpadas fluorescentes T5

Em 1995, os grandes fabricantes europeus apresentaram a T5, uma lâmpada fluorescente de menor diâmetro, mais curta e mais eficiente, desenvolvida para ser sucessora das lâmpadas T8 [10].

A T5 utiliza novas tecnologias de materiais fluorescentes, proporcionando uma lâmpada altamente eficiente, oferecendo uma baixa variação de luminosidade ao longo de sua vida útil além de possibilitar mais liberdade no desenvolvimento de luminárias.

No Brasil, a lâmpada T5 tem apresentado grande presença no projeto luminotécnico de áreas de uso coletivo, principalmente em *shopping centers* [11], onde os aspectos arquitetônicos e a economia de energia são fundamentais.

1.4.1 Características

As lâmpadas fluorescentes T5 são lâmpadas com 5/8" (cinco oitavos de polegada) ou 15,9 mm de diâmetro, sendo 40% e 60% mais finas que as lâmpadas T8 e T12, respectivamente. Possuem também um comprimento 50 mm menor que as lâmpadas T8 e T12 de potência semelhante.

Na Fig. 1-4 apresenta-se uma comparação (em escala) entre as bases das lâmpadas.

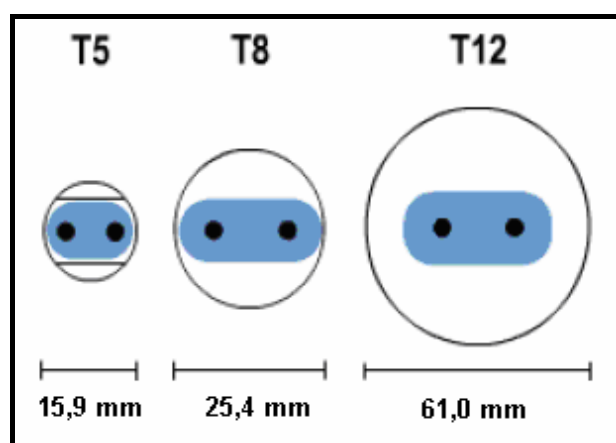


Fig. 1-4: Comparação entre o diâmetro das bases das lâmpadas T5, T8 e T12.

As lâmpadas T5 foram desenvolvidas especialmente para operar com reatores eletrônicos, sendo alimentadas com corrente elétrica em alta frequência, superior a 20 kHz.

Comercialmente são encontradas lâmpadas T5 tubulares do tipo HE (*High Efficiency*) com potências de 14, 21, 28 e 35 W e lâmpadas T5 HO (*High Output*), apresentando potências de 24, 39, 54 e 80 W.

Na Tabela 1-1 é apresentada uma relação das potências de lâmpadas T5 tubulares disponíveis, informado o comprimento nominal, o fluxo luminoso emitido no início da vida útil e a respectiva eficiência luminosa [12].

As lâmpadas T5 HO diferem das lâmpadas HE por apresentarem uma maior densidade de fluxo luminoso por unidade de área (luminância). Enquanto uma lâmpada HE

de 21 W gera um fluxo luminoso de 2.100 lm e possui 849 mm de comprimento, uma lâmpada HO de 24 W apresenta um fluxo luminoso semelhante (2.000 lm) porém com 549 mm de comprimento (35% menor).

Tabela 1-1: Potências de lâmpadas tubulares T5 disponíveis no mercado.

Potência [W]	Comprimento [mm]	Fluxo luminoso [lm]	Eficiência [lm/W]
14 (HE)	549,0	1.350	96
21 (HE)	849,0	2.100	100
28 (HE)	1.149,0	2.900	104
35 (HE)	1.449,0	3.650	104
24 (HO)	549,0	2.000	83
39 (HO)	849,0	3.500	90
54 (HO)	1.149,0	5.000	93
80 (HO)	1.449,0	7.000	88

Certamente, a principal vantagem das lâmpadas T5 HE é a sua eficiência luminosa de até 104 lm/W, valor este superior ao proporcionado pelas lâmpadas T8, que normalmente chegam a 90 lm/W.

No caso das lâmpadas T5 HO, apesar de apresentarem uma eficiência luminosa semelhante às lâmpadas T8 (devido a maior potência possuem também uma maior corrente, ocasionando maiores perdas), a sua luminância elevada permite diminuir o número de lâmpadas, reatores e luminárias necessários para atingir os objetivos de um projeto luminotécnico.

Porém, é importante salientar que uma luminância elevada pode ocasionar ofuscamento e desconforto nos ocupantes de uma sala, além de atrapalhar os trabalhadores pela reflexão na luminosidade em monitores e demais objetos [12]. Dessa forma, a utilização de lâmpadas T5 HO necessita o emprego de luminárias indiretas ou com difusores, proporcionando a distribuição do fluxo luminoso de maneira mais uniforme.

1.4.2 Desempenho e vida útil

A lâmpada T5 apresenta também uma modificação interessante com relação a posição do ponto mais frio no interior do tubo de descarga (*cold spot*) quando comparada com as tecnologias anteriores.

A temperatura do *cold spot* determina a pressão do vapor de mercúrio no interior da lâmpada, que por sua vez influencia no fluxo luminoso emitido. Nas lâmpadas T8 ou T12, esse ponto é localizado no meio do tubo de descarga.

Porém, para que fosse possível reduzir o diâmetro das lâmpadas sem aumentar a temperatura do *cold spot*, foi necessário deslocar esse ponto para uma das extremidades (atrás de um dos eletrodos), o qual é identificado pela presença da estampa do fabricante.

A máxima iluminação da lâmpada é então obtida quando a temperatura do *spot* está, com aproximadamente 45 °C, temperatura essa alcançada quando a temperatura ambiente é de 35°C.

Assim, diferentemente das lâmpadas T8 que produzem o máximo de luminosidade em 25°C, a tecnologia T5 apresenta um desempenho melhor a uma temperatura mais elevada, principalmente quando utilizada em conjunto com luminárias compactas, fechadas e com pouca ventilação [12]. Na Fig. 1-5 é apresentada uma comparação entre as lâmpadas T8 e T5, com relação a variação do fluxo luminoso em função da temperatura.

Pelo fato do *cold spot* estar próximo a um dos eletrodos, é possível aumentar a temperatura da região mediante o aquecimento dos filamentos, permitindo obter o máximo fluxo luminoso mesmo em temperaturas inferiores a 35°C [13].

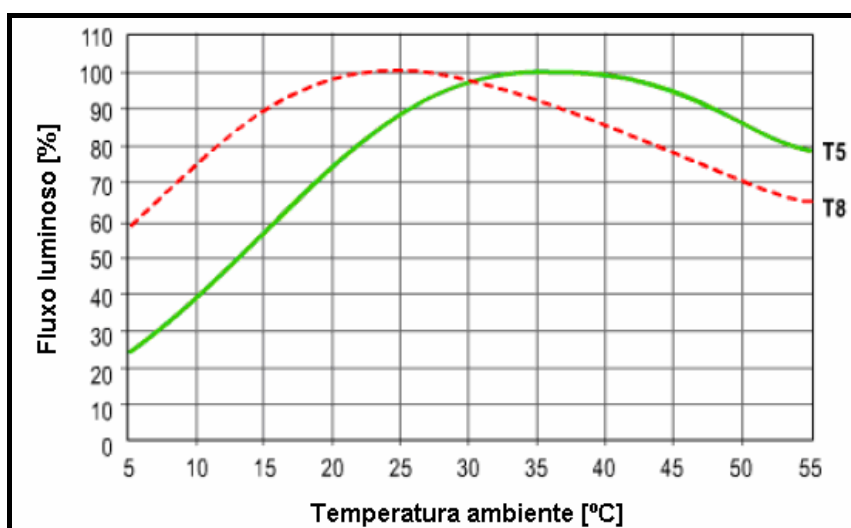


Fig. 1-5: Percentual do fluxo luminoso emitido em função da temperatura ambiente.

Com relação a vida útil média das lâmpadas fluorescentes T5, quando emprega-se reatores eletrônicos com partida rápida, é de aproximadamente 20.000 horas. Esse valor é

obtido medindo o número de horas até a ocorrência de falha de 50% das lâmpadas testadas em um ensaio cíclico onde permanecem ligadas por 3 horas e desligadas por 20 minutos.

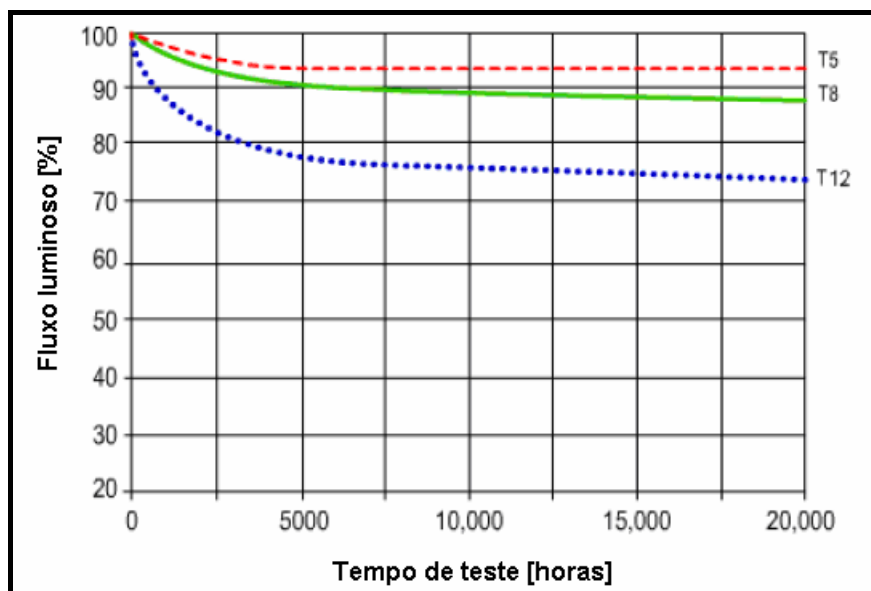


Fig. 1-6: Comportamento do fluxo luminoso emitido em função do tempo de utilização.

Testes dos fabricantes apontam também que as lâmpadas T5 conseguem manter o fluxo luminoso em torno de 95% do nominal após 8.000 horas de uso (40% da vida útil média), valores estes superiores as lâmpadas T8 e T12, como visto na Fig. 1-6 [12].

1.4.3 Filamentos

Como todas as lâmpadas fluorescentes, as lâmpadas T5 possuem filamentos (eletrodos) revestidos com material emissivo, que facilita a ignição e mantém o fluxo contínuo de elétrons em modo normal de operação. No entanto, a vida útil da lâmpada está ligada diretamente a durabilidade dos filamentos, que depende da maneira e da intensidade com que são aquecidos.

Para aplicações com lâmpadas T5, é recomendado segundo [13] e [14] a utilização de mecanismos de pré-aquecimento dos filamentos, durante um certo intervalo de tempo antes de iniciar o processo de ignição da lâmpada.

Os filamentos, que são formados por fios de tungstênio, misturados com óxidos de Bário, Cálcio e Estrôncio, apresentam uma característica de emissão térmica de elétrons quando são aquecidos a temperaturas superiores a 900°C.

Porém, a resistividade elétrica do tungstênio em altas temperaturas depende somente da própria temperatura. Portanto, a temperatura do filamento pode ser obtida indiretamente pela divisão da sua resistência elétrica em alta temperatura (*hot*) pela resistência na temperatura ambiente (*cold*), definindo assim o parâmetro R_{hc} (R_{hot}/R_{cold}).

Para valores de R_{hc} menores que 4, a emissão de elétrons por efeito térmico será insuficiente. No entanto, para valores de R_{hc} superiores a 5,5 ocorre a evaporação do material emissivo, causando enegrecimento (*blackening*) dos terminais da lâmpada [15].

Dessa forma, a energia entregue aos filamentos durante a etapa de pré-aquecimento deve estar em conformidade com certos limites, que dependem da resistência do filamento e do tempo de pré-aquecimento empregado. Maiores detalhes serão apresentados posteriormente no Capítulo 2.

1.5 Conclusão

É indiscutível a necessidade das lâmpadas fluorescentes para a redução do consumo de energia elétrica em sistemas de iluminação.

Com a tecnologia T5, considerando a sua maior eficiência, o menor sombreamento da luminária (devido ao seu tamanho reduzido) e a operação em temperatura mais elevada, é possível obter uma economia de até 30% de energia elétrica, comparada com as lâmpadas T8 tradicionais [16].

Além disso, a reduzida quantidade de mercúrio no interior das lâmpadas e a economia de 38% no consumo com materiais de embalagem e vidro na fabricação [13], tornam as lâmpadas T5 uma solução de baixo impacto ambiental, estando de acordo com as políticas públicas de todo o mundo para a melhoria da qualidade de vida e preservação do meio ambiente.

No entanto, o sistema T5 demanda a utilização de reatores eletrônicos com elevado tempo de vida útil (superior a 20.000 horas), ao mesmo tempo que devem proporcionar um adequado pré-aquecimento dos filamentos e uma corrente com baixo fator de crista, maximizando a vida útil das lâmpadas.

2 – REVISÃO DE NORMAS TÉCNICAS RELACIONADAS AOS REATORES ELETRÔNICOS PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES TUBULARES

2.1 Introdução.

A possibilidade de comercialização de equipamentos eletrônicos, principalmente em países de primeiro mundo, está fortemente atrelada ao cumprimento de normas técnicas, visando garantir a qualidade dos produtos e a satisfação e segurança dos usuários.

Assim, neste capítulo serão apresentadas as normas técnicas de principal relevância para o projeto de um reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes tubulares.

Serão apresentados também requisitos normativos específicos para sistemas ferroviários de transporte, os quais operam em corrente contínua, e são o foco principal da aplicação do reator eletrônico proposto neste trabalho.

2.2 IEC 60081 (NBR IEC 60081) – Lâmpadas Fluorescentes Tubulares

A IEC 60081 [17] define as características físicas e de operação das lâmpadas fluorescentes tubulares.

Assim, o reator eletrônico deve ser projetado visando atender aos requisitos de tensão de partida, tensão e corrente em regime e limites de tempo, corrente ou tensão de pré-aquecimento baseados nessa norma.

A seguir, serão apresentados os principais tópicos da norma relacionados às lâmpadas T5.

2.2.1 Dimensões

Na Tabela 2-1 são apresentadas as dimensões das lâmpadas T5, baseadas na Fig. 2-1.

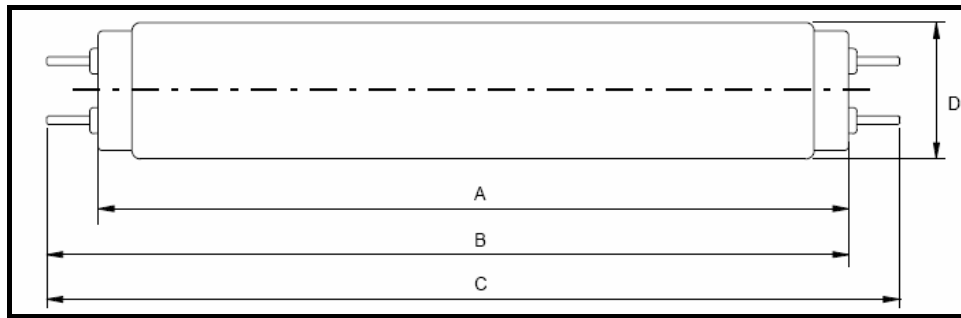


Fig. 2-1: Desenho das dimensões das lâmpadas tubulares T5, especificadas pela norma IEC 60081.

Tabela 2-1: Dimensões das lâmpadas T5 segundo a norma IEC 60081.

Potência nominal [W]	A [mm]	B [mm]		C [mm]	D [mm]
	Máxima	Mínima	Máxima	Máxima	Máxima
14	549,0	553,7	556,1	563,2	17,0
21	849,0	853,7	856,1	863,2	17,0
28	1.149,0	1.153,7	1.156,1	1.163,2	17,0
35	1.449,0	1.453,7	1.456,1	1.463,2	17,0
24	549,0	553,7	556,1	563,2	17,0
39	849,0	853,7	856,1	863,2	17,0
49	1.449,0	1.453,7	1.456,1	1.463,2	17,0
54	1.149,0	1.153,7	1.156,1	1.163,2	17,0
80	1.449,0	1.453,7	1.456,1	1.463,2	17,0

As informações referentes às dimensões são apresentadas caso sejam necessárias posteriormente para o posicionamento das lâmpadas em um projeto luminotécnico ou para a escolha de luminárias.

2.2.2 Características elétricas – regime permanente

Na Tabela 2-2 são apresentados os valores de tensão e de corrente admissíveis para cada potência de lâmpada T5.

Observa-se que as lâmpadas de 14 à 35 W, que correspondem as lâmpadas do tipo HE e que serão utilizadas neste trabalho, apresentam os mesmos valores de corrente nominal e resistência dos filamentos, diferenciando-se umas das outras com relação a tensão em seus terminais.

O fato de algumas lâmpadas possuírem características semelhantes irá posteriormente facilitar o projeto do reator, tanto com relação ao controle de potência como em relação ao processo de pré-aquecimento dos filamentos.

Tabela 2-2: Especificações elétricas para operação em regime permanente das lâmpadas T5, segundo a IEC 60081.

Potência nominal [W]	Corrente eficaz na lâmpada [A]	Tensão eficaz nos terminais da lâmpada [V]			Resistência estimada de cada filamento (aquecido) [Ω]	Resistência estimada de cada filamento (frio) [Ω]
		Estimada	Mínima	Máxima		
14	0,170	82	72	92	40,0	9,0
21	0,170	123	113	133	40,0	9,0
28	0,170	167	150	184	40,0	9,0
35	0,170	209	189	229	40,0	9,0
24	0,300	75	67	83	12,0	2,5
39	0,340	112	102	122	12,0	2,5
49	0,260	191	171	211	16,5	3,5
54	0,460	118	108	128	8,0	1,7
80	0,555	145	130	160	7,0	1,5

2.2.3 Características elétricas – ignição com pré-aquecimento

As especificações da IEC 60081 para a ignição das lâmpadas com pré-aquecimento dos filamentos são apresentadas na Tabela 2-3 as quais serão interpretadas posteriormente em conjunto com a norma IEC 60929 [18] que trata do desempenho de reatores eletrônicos.

No entanto, é importante esclarecer que os valores presentes na Tabela 2-3 são utilizados para o pré-aquecimento por corrente controlada, sendo necessário impor uma corrente nos filamentos via uma fonte de corrente.

Caso se aplique uma tensão sobre os filamentos (obtendo consequentemente uma corrente circulante), caracteriza-se um pré-aquecimento por tensão controlada, onde o valor da corrente irá variar com o tempo, devido à variação da resistência do filamento com a temperatura.

Tabela 2-3: Especificações elétricas para ignição das lâmpadas T5 com pré-aquecimento por corrente controlada, segundo a IEC 60081

Potência nominal [W]	Constante de filamento (a)	Corrente mínima (I_m) [A]	Máxima corrente de pré-aquecimento [A]			Tensão eficaz de circuito aberto [V]		
			$t \leq 0,4s$	$0,4 \leq t \leq 2s$	$t \geq 2s$	$t \leq t_e$	$t > t_e$ (+10°C)	$t > t_e$ (-15°C)
14	0,030	0,160	0,400	0,440-0,095t	0,250	130	230	275
21	0,030	0,160	0,400	0,440-0,095t	0,250	200	340	390
28	0,030	0,160	0,400	0,440-0,095t	0,250	240	425	530
35	0,030	0,160	0,400	0,440-0,095t	0,250	275	530	700
24	0,190	0,330	0,900	0,972-0,181t	0,610	130	280	350
39	0,190	0,330	0,900	0,972-0,181t	0,610	175	350	390
49	0,100	0,190	0,585	0,650-0,160t	0,330	225	450	625
54	0,450	0,540	1,400	1,525-0,313t	0,900	240	520	620
80	0,510	0,570	1,400	1,525-0,313t	0,900	250	580	750

A última versão da IEC 60081 informa que os limites de tensão e de tempo para o pré-aquecimento com tensão controlada ainda estão sendo estudados. Porém, alguns fabricantes informam os valores recomendados para suas lâmpadas, os quais são baseados nos limites de pré-aquecimento por corrente controlada, considerando uma resistência fixa chamada de resistência de substituição (R_{sub}).

Entretanto, o correto pré-aquecimento é definido pela energia fornecida aos filamentos, visando garantir a temperatura ideal para a emissão termoiônica, reduzindo a tensão de ignição da lâmpada.

Na Tabela 2-4 e Tabela 2-5 são apresentados os valores de tensão e de energia de pré-aquecimento para as lâmpadas T5, segundo [13] e [14].

Tabela 2-4: Valores de tensão para pré-aquecimento dos filamentos por tensão controlada

Potência [W]	Tensão eficaz de pré-aquecimento	Tempo de pré-aquecimento [s]					R_{sub} [Ω]
		0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	
14, 21, 28, 35	Mín. [V]	8,8	7,0	6,4	6,0	5,6	30,0
	Máx. [V]	11,6	9,3	8,4	7,9	7,4	30,0
24, 39	Mín. [V]	5,6	4,4	3,9	3,6	3,4	8,0
	Máx. [V]	7,4	5,8	5,2	4,8	4,4	8,0
54	Mín. [V]	5,1	3,9	3,4	3,2	2,9	4,8
	Máx. [V]	6,7	5,2	4,6	4,2	3,8	4,8
80	Mín. [V]	4,9	3,8	3,3	3,1	2,8	4,5
	Máx. [V]	6,5	5,0	4,4	4,1	3,7	4,5

Tabela 2-5: Valores de energia para pré-aquecimento dos filamentos por tensão controlada

Potência [W]	Energia de pré-aquecimento	Tempo de pré-aquecimento [s]					R _{sub} [Ω]
		0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	
14, 21, 28, 35	Mín. [J]	1,30	1,65	2,05	2,40	3,15	30,0
	Máx. [J]	2,25	2,90	3,55	4,20	5,50	30,0
24, 39	Mín. [J]	1,95	2,40	2,85	3,30	4,40	8,0
	Máx. [J]	3,40	4,20	5,00	5,75	7,35	8,0
54	Mín. [J]	2,70	3,20	3,70	4,20	5,20	4,8
	Máx. [J]	4,70	5,60	6,45	7,35	9,10	4,8
80	Mín. [J]	2,70	3,20	3,70	4,20	5,20	4,5
	Máx. [J]	4,70	5,60	6,45	7,35	9,10	4,5

2.3 IEC 60929 (NBR 14418) – Desempenho de Reatores Eletrônicos CA

A IEC 60929 [18] é a norma que define as prescrições de desempenho para os reatores eletrônicos em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes tubulares.

Serão apresentados somente tópicos que influenciam no projeto do reator eletrônico em questão, porém, a norma apresenta um grande número de procedimentos que devem ser seguidos para a realização de testes de desempenho.

2.3.1 Condições de partida com pré-aquecimento

Considerando o modo de pré-aquecimento por corrente controlada, para garantir que a energia entregue ao filamento no intervalo “t_e” seja suficiente, o valor eficaz da corrente que deve ser utilizado é dado por:

$$I_k = \sqrt{\frac{a}{t_e} + I_m^2} \quad (2.1)$$

Onde:

t_e = tempo de pré-aquecimento (s)

a = constante de filamento

I_k = valor eficaz mínimo da corrente de filamento (em ampères) para se atingir a emissão em um dado intervalo t_e;

I_m = valor eficaz mínimo absoluto da corrente de filamento (em ampères) para assegurar a emissão sem restrição do tempo (intervalo de pré-aquecimento maior que 30 s com o filamento inicialmente frio).

As constantes “a” e “ I_m ” para cada potência de lâmpada constam na IEC 60081 e foram apresentadas anteriormente Tabela 2-3.

Utilizando a equação (2.1) e os valores máximos de corrente disponíveis na Tabela 2-3, obtém-se o gráfico da Fig. 2-2 com os limites da corrente de pré-aquecimento. É importante ressaltar que o intervalo mínimo de pré-aquecimento não deve ser inferior a 0,4s, salvo se as especificações da lâmpada contêmham outras recomendações.

Apesar da IEC 60929 apresentar um comentário sobre o pré-aquecimento por tensão controlada, acaba se reportando a IEC 60081, a qual como foi visto anteriormente, ainda não apresenta valores normatizados de tempo e tensão de pré-aquecimento. Dessa forma, a única alternativa é seguir as recomendações dos fabricantes.

Segundo [19], é importante observar também que o valor de pico da tensão de pré-aquecimento nas lâmpadas T5 HE, não ultrapasse o valor de 17 V, evitando a formação de arcos transversais nos filamentos.

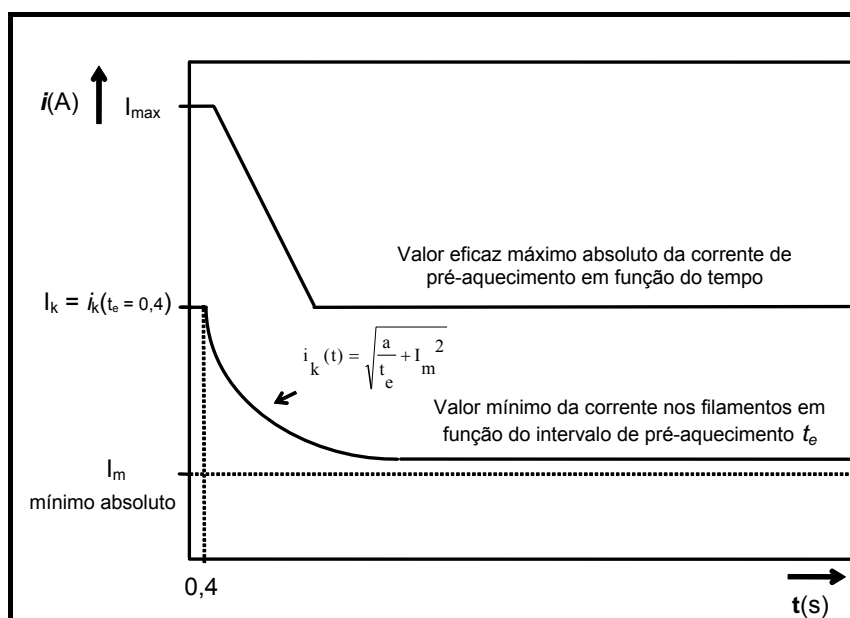


Fig. 2-2: Representação gráfica dos valores mínimo e máximo da corrente de pré-aquecimento.

Independente do tipo de pré-aquecimento utilizado nesta etapa, a tensão em circuito aberto aplicada entre os terminais da lâmpada não deve exceder os valores máximos

estabelecidos nas especificações da IEC 60081 Tabela 2-3, coluna $t < t_e$) evitando assim o efeito de descargas eletro-luminescentes (*glow discharge currents*) que comprometem a vida útil da lâmpada.

Após o intervalo de pré-aquecimento ($t > t_e$), deve ser aplicada uma tensão sobre a lâmpada que não seja inferior ao valor mínimo de ignição apresentado na Tabela 2-3.

No caso de interrupção da corrente de pré-aquecimento, o mínimo valor de tensão de partida deve ser aplicado após um intervalo de tempo não superior a 0,1 s (Fig. 2-3). Se este intervalo de tempo for excedido, a corrente imposta nos filamentos não deve cair abaixo do valor mínimo I_m .

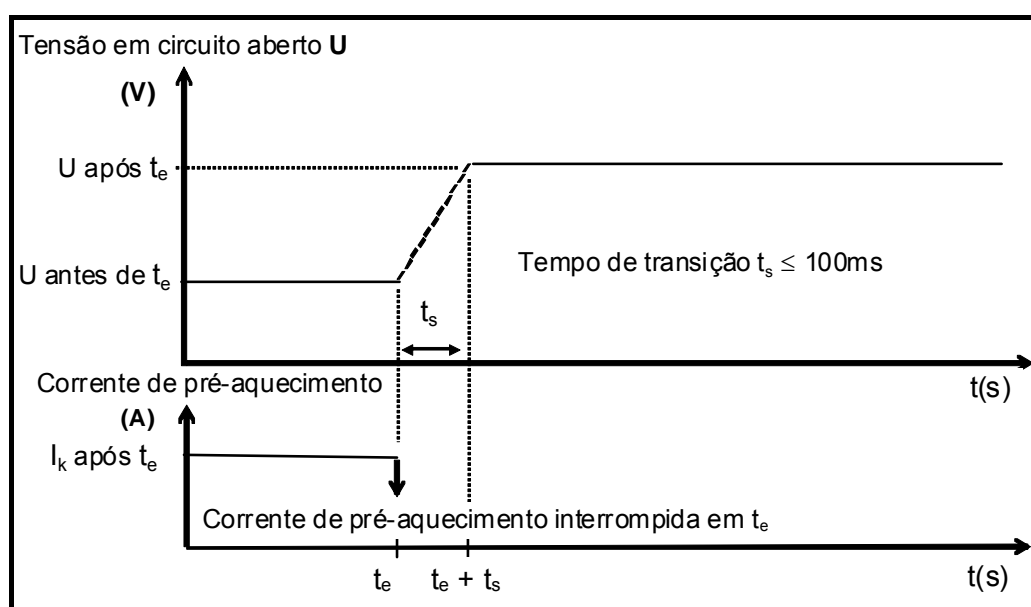


Fig. 2-3: Corrente de pré-aquecimento e tensão entre os terminais da lâmpada para um intervalo de transição inferior a 100 ms.

2.3.2 Forma de onda da corrente na lâmpada

O reator deve funcionar na tensão nominal, alimentando a(s) lâmpada(s) de ensaio para as quais foi projetado. Após a estabilização da lâmpada, a forma de onda da corrente na lâmpada deve atender aos seguintes requisitos:

a) a envoltória da corrente na lâmpada durante dois semi-ciclos consecutivos da rede de alimentação não deve variar mais do que 4%. A medição deve ser realizada no mesmo instante, contado a partir da passagem por zero da tensão de alimentação da rede em semi-ciclos consecutivos.

O propósito desta exigência é detectar falhas e evitar inconsistências da forma de onda da envoltória entre semi-ciclos consecutivos da rede. Portanto, não deve ser confundida com limitações ou restrições de ondulação (“ripple”) na tensão ou na corrente CC medidas na entrada do inversor.

b) o fator de crista em alta frequência, definido pelo quociente entre o valor de pico e valor eficaz da corrente na lâmpada, não deve exceder 1,7 em quaisquer condições de funcionamento em regime.

A corrente da lâmpada pode ou não estar modulada na frequência de alimentação do reator (50 Hz ou 60 Hz). Na medição do valor de pico da corrente na lâmpada devem ser levados em consideração a modulação em amplitude da envoltória (se existir) e quaisquer pulsos, mesmo que estreitos. Na medição do valor eficaz da corrente da lâmpada deve ser levada em consideração a modulação em baixa frequência da amplitude (se existir).

2.4 EN 50155 – Equipamentos Eletrônicos em Aplicações Ferroviárias

A norma EN 50155 [20] apresenta diretrizes gerais para a utilização de equipamentos eletrônicos de controle, proteção e processamento de energia, instalados no interior de veículos férreos (trens e metrô).

A alimentação dos equipamentos é efetuada em corrente contínua, proveniente de um banco de baterias ou de um conversor estático presente no interior do veículo.

A seguir serão apresentados os tópicos mais relevantes, porém a norma ainda dispõe de diversos procedimentos de testes de segurança e de desempenho.

2.4.1 Tensão de alimentação

Os valores nominais de tensão de alimentação (U_n) em aplicações ferroviárias são: 24, 48, 72, 96 e 110 V. O equipamento deve ser projetado para operar com algum destes valores nominais de tensão, considerando que:

- Tensão de projeto: $1,15U_n$
- Tensão mínima: $0,7U_n$

- Tensão máxima: $1,25U_n$

Os equipamentos também devem suportar as seguintes flutuações de tensão:

- $0,6U_n$ à $1,4U_n$ por 100ms
- $1,25U_n$ à $1,4U_n$ por 1s

2.4.2 Temperatura ambiente

Na Tabela 2-6 é apresentada a classificação dos equipamentos eletrônicos com relação aos níveis de temperatura suportados.

Rápidas variações de temperatura, devido a entrada e a saída em túneis, também devem ser consideradas. Dessa forma, a variação da temperatura deve ser considerada como 3°C/s (3 graus Celsius por segundo) com um máximo de variação de 40°C .

Tabela 2-6: Categorias de temperatura de equipamentos eletrônicos em sistemas ferroviários.

Categoria	Temperatura ambiente [$^{\circ}\text{C}$]	Temperatura interna [$^{\circ}\text{C}$]	Temperatura interna excedente (por 10 min) [$^{\circ}\text{C}$]	Temperatura na PCI [$^{\circ}\text{C}$]
T1	-25 / +40	-25 / +55	+15	-25 / +70
T2	-40 / +35	-40 / +55	+15	-40 / +70
T3	-25 / +45	-25 / +70	+15	-25 / +85
TX	-40 / +50	-40 / +70	+15	-40 / +85

2.4.3 Umidade relativa

O equipamento deve ser projetado para suportar os níveis de umidade relativa apresentados na seqüência, além de não serem danificados devido à ocorrência de condensação de umidade proveniente da entrada e saída em túneis.

- Média anual $\leq 75\%$ de umidade relativa;
- 30 dias consecutivos do ano: 95% de umidade relativa.

2.4.4 Outros requisitos

O equipamento deve:

- Suportar a ocorrência (direta ou indiretamente acoplada) de surtos de tensão ou de descarga eletrostática em ambas as polaridades (itens 3.4.1, 3.4.2);
- Incorporar sistemas de limitação de corrente para minimizar a utilização de fusíveis (item 5.2.2);
- Não apresentar dano na ocorrência de queda de tensão abaixo dos limites especificados (item 5.2.5);
- Prevenir qualquer tipo de dano na ocorrência de conexão com polaridade invertida (item 5.2.6);
- Apresentar função *watchdog* no caso de ocorrência de falha de operação de software (item 5.4.3);
- Apresentar placas de circuito impresso de acordo com a norma IEC 60326-3 (item 7.6.3);

2.5 EN 50311 – Reatores Eletrônicos CC em Aplicações Ferroviárias

A EN 50311 [21] aborda aspectos normativos relacionados a reatores para lâmpadas fluorescentes tubulares, alimentados com corrente contínua e utilizados em sistemas ferroviários.

A seguir são apresentados os principais tópicos que complementam ou substituem as diretrizes existentes na EN 50155.

Na norma em questão também são encontrados inúmeros procedimentos para testes de desempenho e proteção do reator.

2.5.1 Requisitos de projeto

- O fator de *ripple* da corrente de entrada não deve ser superior a 10%. É calculado por: $FR(\%) = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} 100$ (item 8.2.3.2);
- O fator de crista deve ser inferior a 1,7 (item 8.2.1.1);

- A corrente de *inrush* na ativação do reator deve ser inferior a 20 vezes a corrente contínua de alimentação na tensão de projeto. Após 1,5 ms a corrente deve ser igual a corrente em regime permanente (item 8.1.6);
- A eficiência do reator deve ser no mínimo de 75% (item 8.2.1.3);
- O reator eletrônico deve estar em conformidade com a EN 50121-3-2, referente a emissão e imunidade a rádio interferência (compatibilidade eletromagnética). O reator deve ser avaliado em conjunto com as lâmpadas e luminária (item 8.2.3.4)
- Não deve ocorrer nenhuma influência no desempenho devido à existência de partes metálicas presentes até uma distância de 25 mm do reator;
- Deve apresentar proteção contra conexão incorreta da polaridade da tensão de alimentação (item 8.2.2.1);
- O reator deve suportar a remoção de uma ou mais lâmpadas; ausência de luz em uma ou mais lâmpadas; lâmpadas com um ou mais filamentos rompidos; variação abrupta da resistência do filamento e efeito de retificação na lâmpada (item 8.2.2.3);
- O reator deve suportar a ocorrência de curto circuito em qualquer filamento (item 8.2.2.5);
- A seção do fio para conectar o reator às lâmpadas deve ser de no mínimo 0,5 mm². O comprimento do fio não deve ser superior a 3 metros (itens 8.2.4.2 e 8.2.4.3);
- Deve apresentar um terminal especial para aterramento de proteção, ao qual devem estar conectadas as partes metálicas expostas do reator eletrônico (item 8.2.4.5);
- A caixa de proteção do reator deve estar em conformidade com o código IP40 da EN 60529. IP40 representa um nível 4 para corpos sólido (corpos maiores que 1 mm) e nível 0 (sem proteção) para penetração de líquidos (item 8.3);

2.5.2 Dimensões e conectores

Para reatores eletrônicos com potência máxima de até 40 W, capazes de acionar uma lâmpada fluorescente de até 40 W ou duas de até 20 W, é apresentado na Fig. 2-4 as dimensões padrão (em mm) que devem ser adotadas.

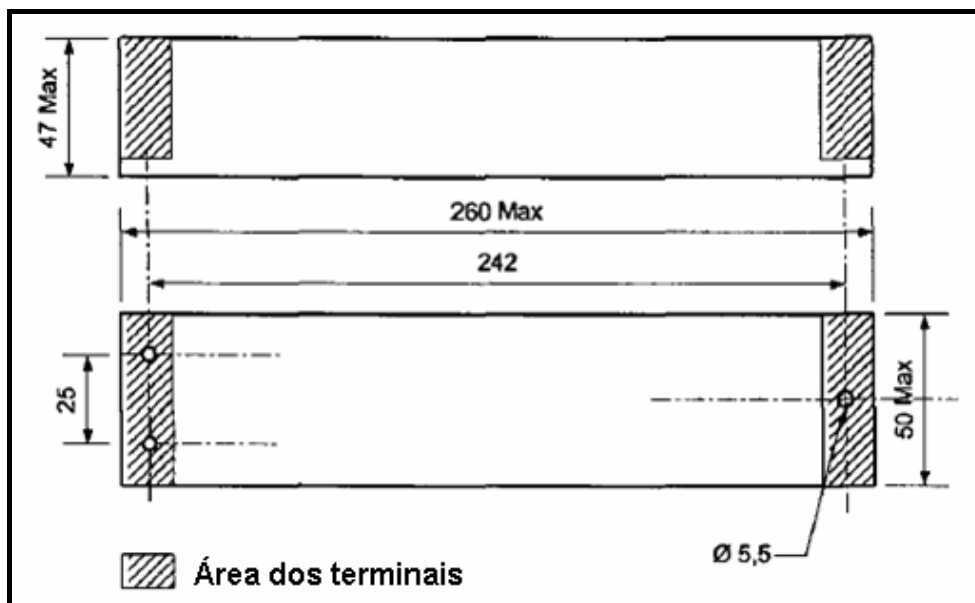


Fig. 2-4: Dimensões máximas do reator eletrônico para aplicações ferroviárias até 40 W.

A EN 50311 também define 3 alternativas para a disposição dos bornes de conexão do reator eletrônico com uma ou duas lâmpadas. Na Fig. 2-5 é apresentada uma das opções.

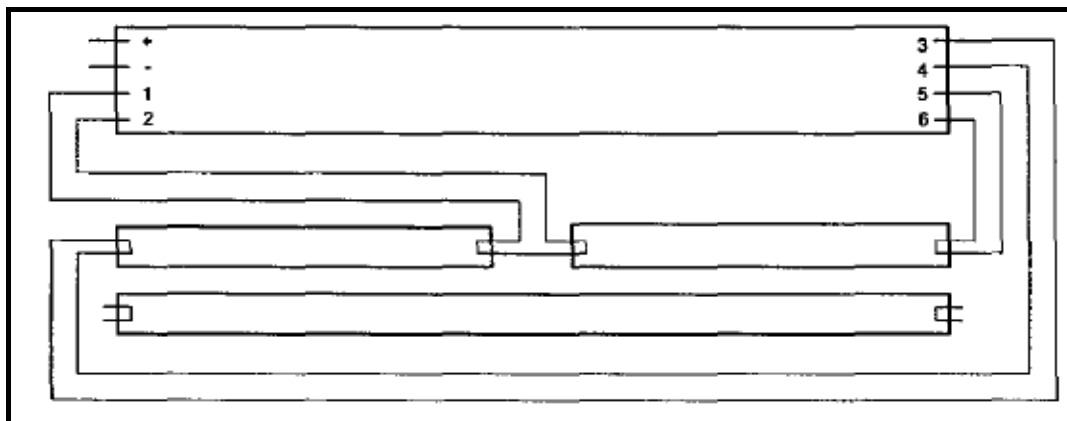


Fig. 2-5: Alternativa de disposição dos bornes de conexão do reator eletrônico.

2.6 EN 50121-1 / EN 50121-3-2 – EMC em Aplicações Ferroviárias

A EN 50121-1 [22] aborda aspectos normativos gerais quanto à compatibilidade eletromagnética em aplicações ferroviárias, enquanto que a EN 50121-3-2 [23] apresenta dados quantitativos para medidas e testes de compatibilidade eletromagnética em equipamentos instalados em trens e metrô.

No entanto, observou-se na EN 50121-3-2 que as tabelas que contém os valores limite para os testes de emissão e susceptibilidade eletromagnética são baseados na EN 55011 [24] (CISPR 11), a qual é aplicada a equipamentos eletrônicos gerais (tecnologia de informação).

Para o caso de equipamentos de iluminação, como é o caso do reator eletrônico, deve ser utilizada a EN 55015 [25] (CISPR 15), a qual é específica para essa classe de equipamentos e apresenta níveis máximos de emissão de radio frequência mais restritivos que a CISPR 11.

A CISPR 15 é citada no item 9.3.4.4 da norma EN 50311, no que se refere a testes de compatibilidade eletromagnética em reatores eletrônicos para veículos ferroviários.

Dessa forma, serão apresentados os valores para testes de emissão em reatores eletrônicos, baseados na CISPR 15.

2.6.1 Emissão conduzida

2.6.1.1 Terminais de carga

Tabela 2-7 – Limites para emissão conduzida nos terminais de carga segundo a CISPR 15.

Frequência	Limite [dBuV] ^a	
	Quase-pico	Médio
150 kHz – 500 kHz	80	70
500 kHz – 30 MHz	74	64
^a Nas frequências de transição entre os limites, aplica-se o menor valor.		

2.6.1.2 Terminais de alimentação

Tabela 2-8 – Limites para emissão conduzida nos terminais de alimentação segundo a CISPR 15.

Frequência	Limite [dBuV] ^a	
	Quase-pico	Médio
9 kHz – 50 kHz	110	-
50 kHz – 150 kHz	90 – 80 ^b	-
150 kHz – 500 kHz	66 – 56 ^b	56 – 46 ^b
500 kHz – 5 MHz	56	46
5 MHz – 30 MHz	60	50
^a Nas frequências de transição entre os limites, aplica-se o menor valor.		
^b Os limites decrescem linearmente com o logaritmo da frequência.		

2.6.1.3 Terminais de controle

Tabela 2-9 – Limites para emissão conduzida nos terminais de controle segundo a CISPR 15.

Frequência	Limite [dBuV]	
	Quase-pico	Médio
150 kHz – 500 kHz	84 – 74 ^a	74 – 64 ^a
500 kHz – 30 MHz	74	64
^a Os limites decrescem linearmente com o logaritmo da frequência.		

2.6.2 Emissão irradiada

Tabela 2-10 - Limites para emissão irradiada segundo a CISPR 15.

Frequência	Limite [dBuA] ^a		
	2m	3m	4m
9 kHz – 70 kHz	88	81	75
70 kHz – 150 kHz	88 – 58 ^b	81 – 51 ^b	75 – 45 ^b
150 kHz – 3 MHz	58 – 22 ^b	51 – 15 ^b	45 – 9 ^b
3 MHz – 30 MHz	22	15 – 16 ^c	9 – 12 ^c
^a Nas frequências de transição entre os limites, aplica-se o menor valor.			
^b Os limites decrescem linearmente com o logaritmo da frequência.			
^c Os limites crescem linearmente com o logaritmo da frequência.			

2.7 IEC 61347-1 – Segurança de Reatores Eletrônicos

A IEC 61347-1 [26] apresenta requisitos gerais relativos à segurança elétrica em reatores eletrônicos, apresentando informações quanto às marcações nas embalagens, testes de vida útil, umidade, temperatura, rigidez dielétrica e de situações de falha do reator eletrônico.

Existem também normas complementares específicas, como a IEC 61347-2-3 (reatores eletrônicos em corrente alternada para lâmpadas fluorescentes) e a IEC 61347-2-5 (reatores eletrônicos em corrente contínua para sistemas de transporte).

Para o projeto em questão, a informação relevante observada nessas normas foi com relação a distância de isolamento entre trilhas da placa de circuito impresso, devido a ocorrência de valores elevados de tensão durante a ignição das lâmpadas.

Segundo a IEC 61347-1, a distância segura entre trilhas é dada pela equação.

$$\log(d) = 0,78 \log\left(\frac{V}{300}\right) \quad (2.2)$$

Onde:

d = distância, em milímetros, (caso $d < 0,5$ mm, adota-se $d = 0,5$ mm);

V = valor de pico da tensão, em volts.

2.8 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as normas técnicas que irão nortear o projeto do reator eletrônico em corrente contínua, aplicado em sistemas ferroviários.

É importante ressaltar que não foram abordadas todas as normas necessárias para certificação de um produto, porém, o desenvolvimento do reator baseado no conhecimento prévio das normas pertinentes é de suma importância caso se deseje no futuro explorar comercialmente a metodologia de projeto apresentada neste trabalho.

A ausência de critérios normativos na etapa de projeto provavelmente irá demandar posteriormente maiores investimentos para a certificação dos produtos, além de retardar o início da comercialização.

3 – MODELAGEM E ANÁLISE TEÓRICA DO REATOR ELETRÔNICO PROPOSTO

3.1 Introdução

Nesse capítulo será discutido o embasamento matemático necessário para projetar o reator eletrônico.

Serão apresentadas as considerações e o modelo empregado para representar a lâmpada fluorescente tubular, o circuito responsável pelo pré-aquecimento dos filamentos e a topologia de filtro ressonante que será utilizada.

Devido à existência de duas situações distintas de funcionamento, serão propostos modelos diferentes para caracterizar o estágio de potência do reator eletrônico durante a etapa de ignição e durante a operação em regime permanente.

3.2 Modelo adotado para a lâmpada fluorescente

Há algumas décadas, as lâmpadas fluorescentes eram utilizadas em conjunto com reatores eletromagnéticos, fornecendo uma alimentação à lâmpada em baixa frequência (60 Hz).

Com uma frequência de alimentação nessa ordem de grandeza, existe tempo suficiente para que ocorra a recombinação dos elétrons e íons no interior da lâmpada, sendo necessário que a descarga elétrica seja reiniciada duas vezes em cada período da rede, o que confere à lâmpada fluorescente uma característica de tensão-corrente não linear [27].

No entanto, quando a lâmpada opera com uma alimentação em alta frequência (acima de 5 kHz), o tempo para recombinação das cargas não é suficiente, dispensando a necessidade de uma energia extra para re-ignição da lâmpada.

Assim, as formas de onda da tensão e da corrente na lâmpada apresentam formatos semelhantes, sendo que é válido modelar a lâmpada como uma simples resistência,

determinada por (3.1) ou (3.2), sendo P_L , V_L e I_L os respectivos valores nominais de potência, tensão e corrente na lâmpada.

$$R_L = \frac{P_L}{I_L^2} \quad (3.1)$$

$$R_L = \frac{V_L^2}{P_L} \quad (3.2)$$

É importante salientar que o modelo apresentado só é válido quando se considera que a lâmpada opera em seu valor nominal de potência.

Em aplicações onde a potência aplicada na lâmpada é variável (*dimerização*), um modelo mais elaborado deve ser utilizado, o qual representa a lâmpada como uma resistência variável de acordo com a potência aplicada [2].

3.3 Estrutura de potência

A topologia que será adotada neste trabalho é o inversor meia-ponte isolado com filtro ressonante do tipo LCC, composto por um indutor ressonante (L_r), um capacitor série (C_s) e um capacitor paralelo (C_p), conforme pode ser visto na Fig. 3-1.

O uso de uma topologia isolada se deve a necessidade de utilizar a relação de transformação para elevar a tensão de entrada a níveis compatíveis com a tensão de operação da lâmpada.

Além disso, o item 9.3.1.8 da norma EN 50311 [21], especifica um procedimento para verificação de rigidez dielétrica, sendo que se o reator não apresentar isolamento entre a entrada e o circuito ressonante, este não terá condições de ser aprovado nos testes.

Quanto ao estágio ressonante adotado, deve-se ao fato que esta estrutura é a mais difundida no meio industrial, sendo robusta, simples e de baixo custo, proporcionando uma tensão aplicada na lâmpada com baixo fator de crista além de permitir comutação suave (do tipo ZVS) nos interruptores.

É importante ressaltar que na estrutura apresentada, o capacitor C_s não possui a função de bloqueio de componente contínua de corrente, dado que a tensão aplicada entre os pontos A e B não apresenta valor médio.

No entanto, o capacitor C_s é necessário para manter o comportamento do filtro LCC, o qual apresenta menor corrente eficaz no tanque ressonante e melhor qualidade na tensão aplicada na lâmpada, quando comparado com outras estruturas [27].

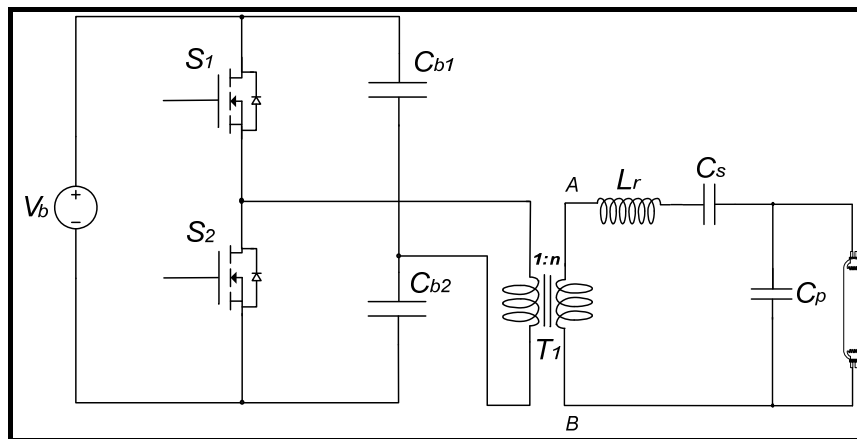


Fig. 3-1: Estrutura do inversor meia-ponte isolado com filtro ressonante do tipo LCC.

3.4 Análise da etapa de pré-aquecimento

Será utilizado neste trabalho o método de pré-aquecimento por tensão controlada, empregando um interruptor adicional que permita desconectar o circuito de pré-aquecimento após a ignição da lâmpada.

Isso possibilita diminuir o desgaste e o enegrecimento interno do tubo próximo aos terminais da lâmpada além de aumentar a eficiência do projeto, pois não existirá uma corrente adicional circulando pelos filamentos, como ocorre quando se utiliza um pré-aquecimento por corrente controlada.

Na Fig. 3-2 é apresentada a estrutura de potência de um reator eletrônico composto por um filtro LCC com a adição de um circuito de pré-aquecimento formado por C_{ph} e $L_{ph:1}$ em conjunto com o interruptor S_3 .

Durante o período de pré-aquecimento, S_3 é habilitado a conduzir, a frequência de comutação do inversor é elevada e o indutor $L_{ph:1}$, através de enrolamentos auxiliares

$L_{ph:2}$ e $L_{ph:3}$, induz uma tensão que aquece os filamentos da lâmpada. Nesta etapa, devido a elevada frequência de comutação, a tensão imposta à lâmpada pelo filtro LCC não é suficiente para a sua ignição. Após o período de pré-aquecimento, S_3 é bloqueado e a frequência de operação é reduzida para um valor próximo à frequência natural do filtro LCC , fazendo com que a tensão da lâmpada atinja o valor necessário para iniciar o processo de ignição.

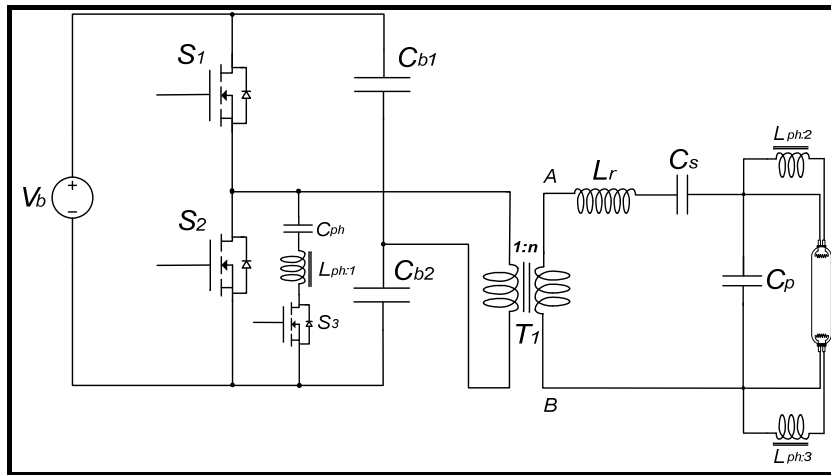


Fig. 3-2: Estágio de potência do reator eletrônico com pré-aquecimento por tensão controlada.

Considerando que S_1 e S_2 operam com uma razão cíclica de 50% e que os filamentos da lâmpada podem ser representados por resistências, obtém-se um modelo simplificado para o circuito de pré-aquecimento, representado na Fig. 3-3 (a). Considerando a relação de transformação entre os enrolamentos acoplados, pode-se refletir o lado secundário do circuito ao primário, obtendo-se a representação vista na Fig. 3-3 (b).

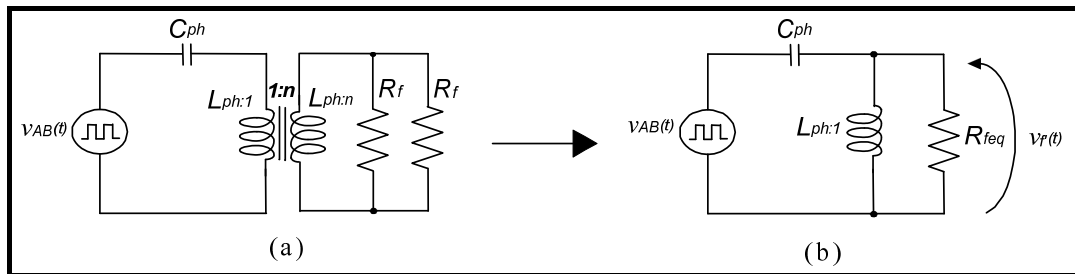


Fig. 3-3: Modelo simplificado do circuito de pré-aquecimento.

Onde:

$$R_{feq} = \frac{R_f}{2n^2} \quad (3.3)$$

O circuito da Fig. 3-3 (b) representa um circuito ressonante, cuja corrente que circula pela fonte $v_{AB}(t)$ é alternada, uma vez que a componente contínua é bloqueada pelo capacitor C_{ph} .

Assim, para se determinar a tensão eficaz V_f , aplicada à carga R_{feq} , pode-se analisar o circuito como um divisor de tensão (Fig. 3-4), considerando-se apenas a componente alternada na frequência fundamental da tensão de entrada, definida como $v_{AB1}(t)$.

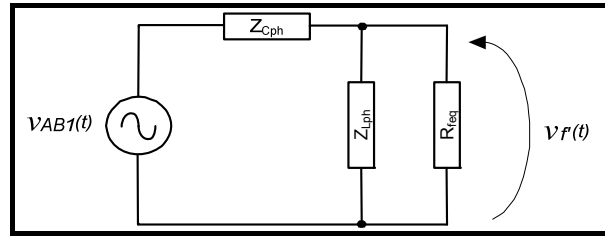


Fig. 3-4: Divisor de tensão para determinação da tensão eficaz V_f .

Assim, tem-se que:

$$V_{f'} = V_{AB1} \frac{(Z_{Lph} // R_{feq})}{Z_{Cph} + (Z_{Lph} // R_{feq})} \quad (3.4)$$

Isolando-se o termo de impedâncias em (3.4) e definindo $G_V = \frac{V_{f'}}{V_{AB1}}$, pode-se analisar o comportamento do ganho de tensão em função da frequência da tensão de entrada e dos componentes do circuito ressonante.

$$G_V(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega R_{feq} C_{ph}}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_{ph} C_{ph}}\right)^2}} \quad (3.5)$$

Define-se então:

Frequência natural de ressonância do circuito (3.6):

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{ph} C_{ph}}} \quad (3.6)$$

Relação entre a frequência de comutação ω e a frequência natural de ressonância ω_o (frequência de comutação normalizada) (3.7):

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_o} \quad (3.7)$$

Impedância característica do circuito ressonante (3.8):

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_{ph}}{C_{ph}}} \quad (3.8)$$

Relação entre a carga R_{feq} e a impedância característica Z_B (impedância normalizada ou fator de qualidade) (3.9):

$$Q = \frac{R_{feq}}{Z_B} \quad (3.9)$$

Combinando (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) encontra-se a seguinte relação:

$$\Omega Q = \omega R_{feq} C_{ph} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.7) e (3.10) em (3.5) encontra-se uma expressão parametrizada para o ganho de tensão G_V do circuito ressonante de pré-aquecimento:

$$G_V(\Omega, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\Omega Q}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{\Omega^2}\right)^2}} \quad (3.11)$$

Utilizando a expressão (3.11) obtém-se o ábaco da Fig. 3-5.

Observa-se na Fig. 3-5 que para valores de Q superiores a 1 e valores de frequência de comutação acima de 3 vezes a frequência de ressonância, o ganho de tensão passa a ser praticamente unitário.

No entanto, para uma frequência de comutação igual à frequência de ressonância, obtém-se um ganho de tensão numericamente igual a Q.

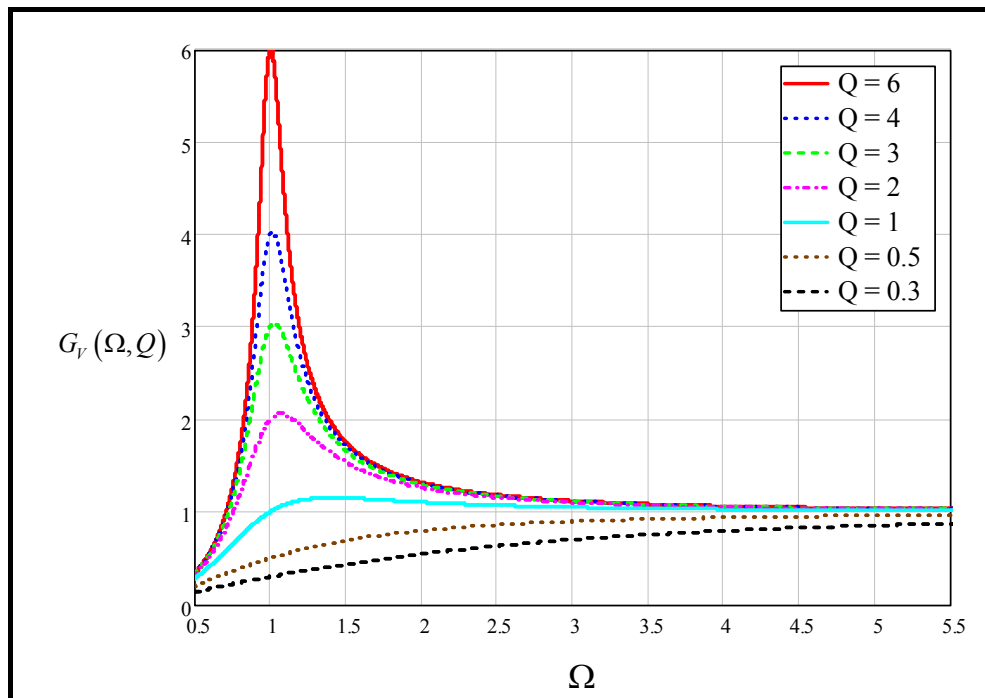


Fig. 3-5: Ábaco do ganho de tensão do circuito ressonante de pré-aquecimento.

Baseando-se nessas observações, conclui-se que é possível variar a energia fornecida para os filamentos da lâmpada de acordo com a variação da frequência de comutação do circuito.

Dessa forma, inicialmente utiliza-se uma frequência de comutação elevada, aplicando-se um valor de tensão mínimo aos filamentos, evitando-se a ocorrência de um pico de corrente que pudesse danificá-los (causado pela baixa resistência do filamento quando está frio).

Posteriormente, aumenta-se a tensão aplicada por meio da redução da frequência de comutação, visando garantir que seja fornecida energia suficiente para o aquecimento adequado dos filamentos antes de ser iniciada a etapa de ignição.

3.5 Análise da etapa de ignição

Considerando o circuito apresentado na Fig. 3-1, antes do início do processo de ignição, a lâmpada fluorescente pode ser modelada como uma impedância de valor infinito e com resistência de filamento desprezível, fazendo com que os capacitores C_s e C_p possam ser associados e substituídos pela sua capacitância resultante C_{eq} [2] [7].

É possível então modelar o circuito inversor como uma fonte de tensão quadrada simétrica ($v_{AB}(t)$) e analisar o comportamento do circuito ressonante baseado somente na componente fundamental da tensão de alimentação ($v_{AB1}(t)$), uma vez que a tensão $v_L(t)$ e a corrente $i_{AB1}(t)$ apresentam formatos praticamente senoidais [1].

Dessa forma, obtém-se o circuito equivalente apresentado na Fig. 3-6 (b).

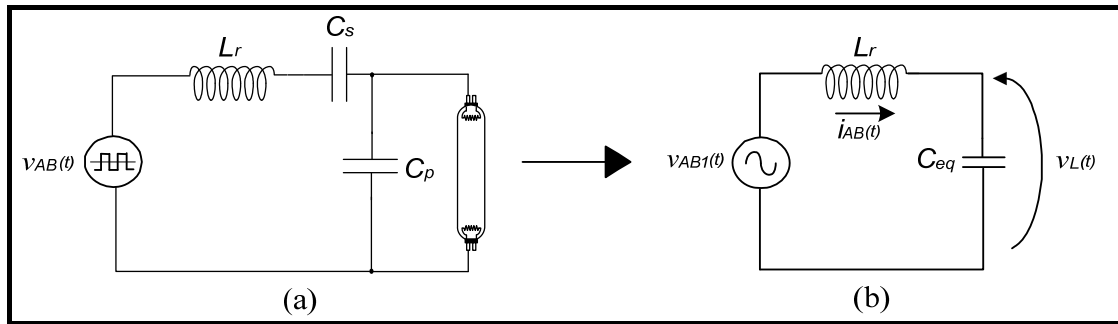


Fig. 3-6: Modelo simplificado do filtro ressonante LCC durante a etapa de ignição.

A partir da série de Fourier, é possível obter o valor eficaz da tensão $v_{AB1}(t)$, dado por:

$$V_{AB1} = n \frac{\sqrt{2}V_b}{\pi} \quad (3.12)$$

Analisando o circuito da Fig. 3-6 (b) como um divisor de tensão, encontra-se a expressão que determina o valor eficaz V_L da tensão aplicada na lâmpada durante a etapa de ignição.

$$V_L(\omega) = \frac{V_{AB1}}{\omega^2 L_r C_p - \frac{C_p}{C_{eq}}} \quad (3.13)$$

Redefinindo as expressões apresentadas em 3.4, tem-se:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (3.14)$$

$$C_{eq} = \frac{C_p C_s}{C_p + C_s} \quad (3.15)$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_r}{C_{eq}}} \quad (3.16)$$

E definindo o parâmetro α como:

$$\alpha = \frac{C_{eq}}{C_p} = 1 - \frac{C_{eq}}{C_s} \quad (3.17)$$

Pode-se manipular a expressão (3.13) e obter a tensão parametrizada aplicada à lâmpada, durante a etapa de ignição:

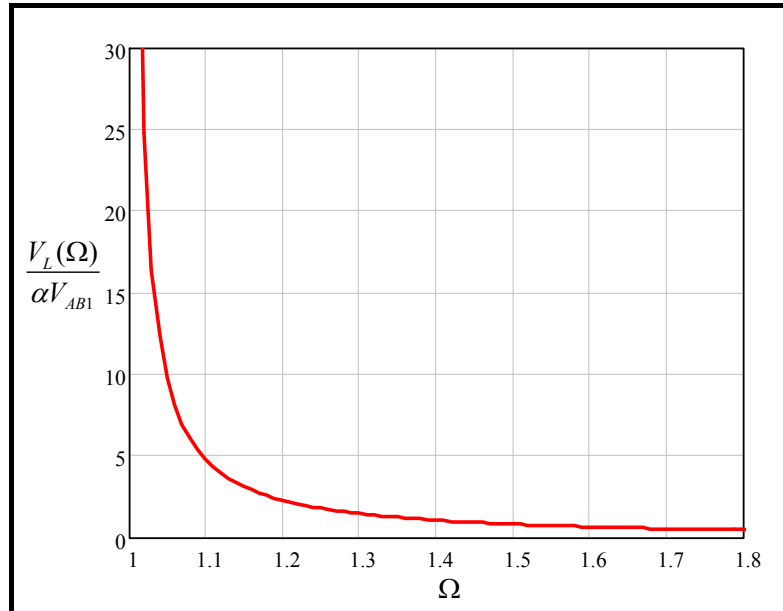


Fig. 3-7: Ábaco da tensão eficaz parametrizada aplicada à lâmpada durante a etapa de ignição.

$$\frac{V_L(\Omega)}{\alpha V_{AB1}} = \frac{1}{\Omega^2 - 1} \quad (3.18)$$

Na Fig. 3-7 é apresentado o ábaco referente à expressão (3.18).

Utilizando (3.18) e sabendo que a corrente eficaz em C_{eq} é a mesma que circula por L_r , determina-se a corrente eficaz parametrizada no circuito ressonante (3.20), cujo ábaco é apresentado na Fig. 3-8.

$$I_{AB1}(\omega) = \frac{V_L}{1/\omega C_p} = V_L \omega C_p = \frac{\alpha V_{AB1} \omega C_p}{\Omega^2 - 1} = \frac{V_{AB1} \omega C_{eq}}{\Omega^2 - 1} = V_{AB1} \frac{\Omega}{Z_B(\Omega^2 - 1)} \quad (3.19)$$

$$\frac{Z_{B^*} I_{AB1}(\Omega)}{V_{AB1}} = \frac{\Omega}{(\Omega^2 - 1)} \quad (3.20)$$

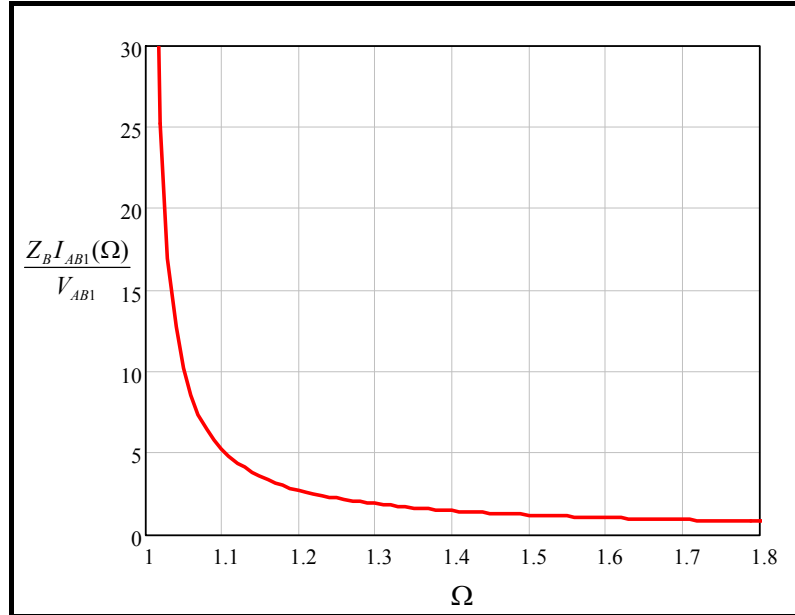


Fig. 3-8: Ábaco da corrente eficaz parametrizada no circuito ressonante durante a etapa de ignição.

É importante observar que os valores de V_L e I_{AB1} tendem a valores infinitos quando a frequência de comutação se aproxima da frequência de ressonância.

Os ábacos apresentados serão úteis posteriormente para determinar a frequência de comutação que proporcione a ignição da lâmpada, além de estimar o valor de corrente no indutor ressonante, que é necessário para o seu projeto físico.

3.6 Análise da operação em regime permanente

Durante a operação em regime permanente, considera-se que a lâmpada comporta-se com uma resistência de valor fixo (conforme apresentado em 3.2). Além disto, admite-se que todos os componentes são considerados ideais, sendo que a operação dos interruptores S_1 e S_2 é realizada de forma complementar, com um pequeno tempo morto entre os sinais de comando.

3.6.1 Etapas de operação

O circuito inversor possui quatro etapas de operação, apresentadas na Fig. 3-9 sendo que, visando facilitar a análise das etapas, refletiu-se o estágio ressonante para o lado primário do transformador.

Primeira etapa de operação (t_0 a t_1):

Essa etapa tem início em $t = t_0$, com o bloqueio de S_2 e o comando para a entrada em condução de S_1 . O diodo intrínseco de S_1 entra em condução, devido ao sentido da corrente $i_{Lr}(t)$, fazendo com que a tensão sobre S_1 seja nula. A corrente $i_{AB}(t)$ evolui, de forma ressonante, até se anular em $t = t_1$, iniciando a 2ª etapa de funcionamento do inversor.

Segunda etapa de operação (t_1 a t_2):

No instante t_1 , quando a corrente $i_{AB}(t)$ inverte seu sentido, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão nula. O interruptor S_1 conduz a corrente $i_{AB}(t)$, que evolui de forma ressonante, até $t = t_2$, quando é comandado a bloquear. Em t_2 , a etapa é finalizada com o comando para o interruptor S_2 entrar em condução.

Terceira etapa de operação (t_3 a t_4):

Durante essa etapa, apesar do interruptor S_2 estar habilitado a conduzir, o sentido da corrente $i_{AB}(t)$ obriga o diodo intrínseco de S_2 a entrar em condução, fazendo com que a tensão sobre S_2 seja nula. A 3ª etapa de funcionamento é encerrada em $t = t_3$, quando $i_{AB}(t)$ se anula, levando o diodo intrínseco ao bloqueio.

Quarta etapa de operação (t_3 a t_4):

Essa etapa inicia no instante t_3 quando a corrente no indutor L_r se anula e inverte de sentido, proporcionando a entrada em condução de S_2 sob tensão nula. A corrente $i_{AB}(t)$ varia de forma ressonante até o fim da etapa em $t = t_4$, com o envio dos comandos para o bloqueio de S_2 e de entrada em condução para S_1 .

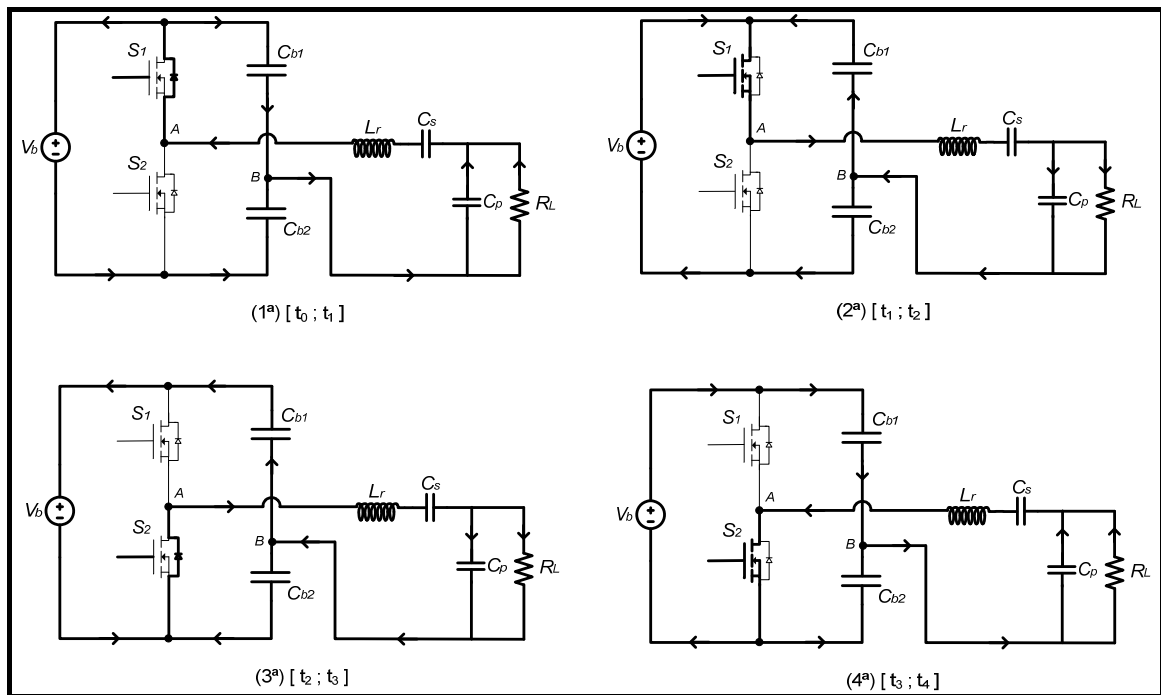


Fig. 3-9: Etapas de operação em regime permanente para um período de comutação.

3.6.2 Formas de onda

Na Fig. 3-10 apresentam-se as formas de onda da tensão e da corrente no circuito inversor, de acordo com cada etapa de operação descrita anteriormente.

Observa-se que a corrente $i_{AB}(t)$ possui um atraso em relação à tensão $v_{AB}(t)$, evidenciando o caráter indutivo do conjunto filtro ressonante e lâmpada fluorescente.

É a existência de uma corrente atrasada que proporciona a comutação ZVS, permitindo reduzir as perdas por comutação durante a entrada em condução dos interruptores.

3.6.3 Determinação de V_L , I_{Lr} e ϕ_{ILr}

Utilizando-se das considerações já apresentadas no item 3.5, obtém-se o modelo simplificado do filtro ressonante em regime permanente, apresentado na Fig. 3-11 (b).

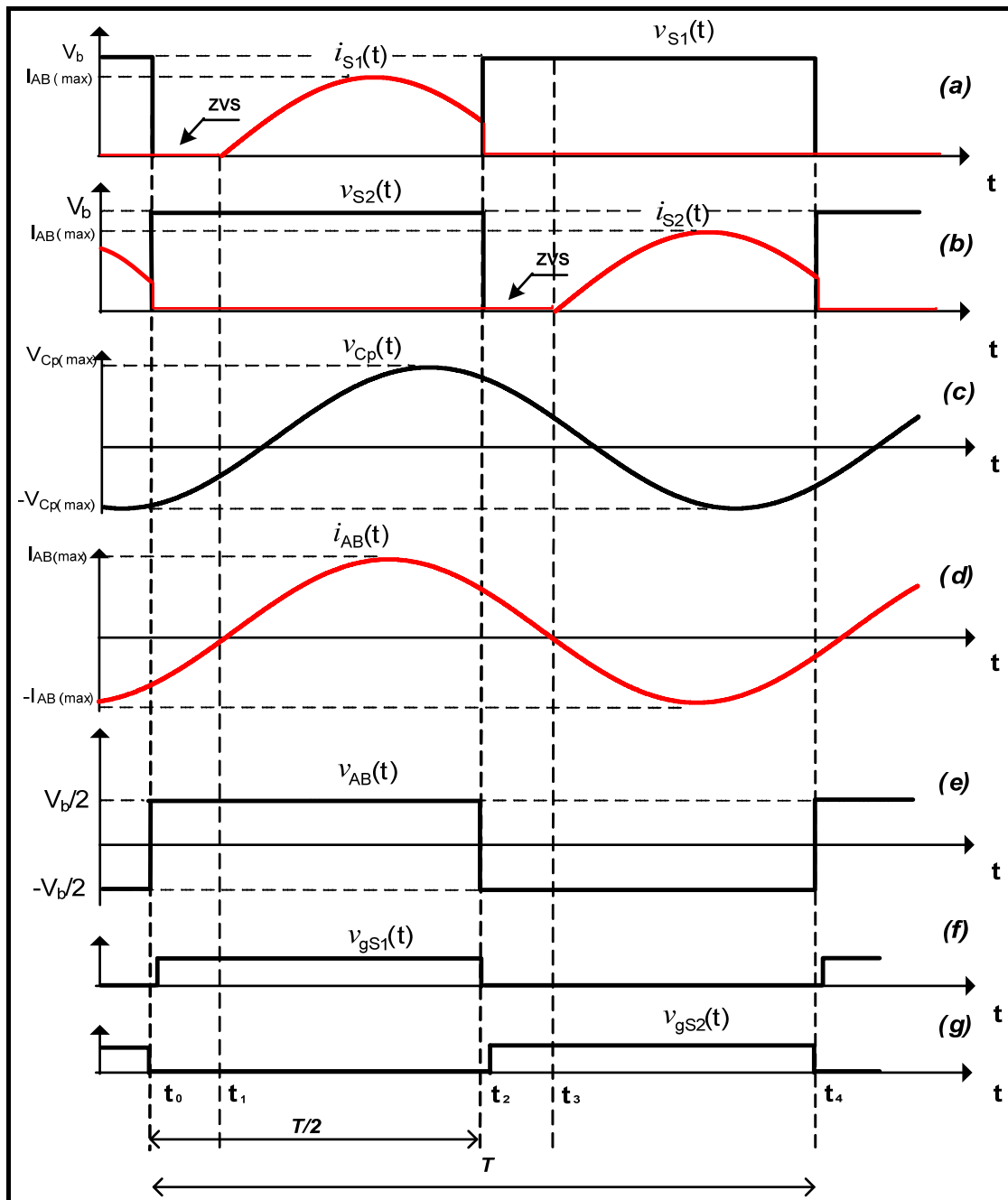


Fig. 3-10: Principais formas de onda do inversor meia-ponte com filtro ressonante LCC.

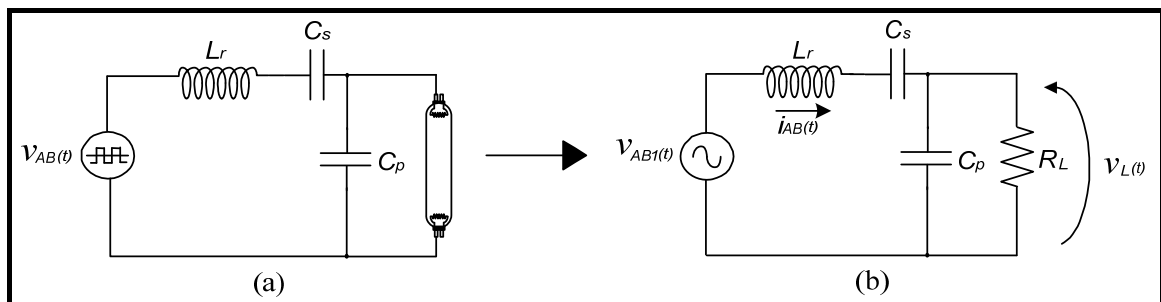


Fig. 3-11: Modelo simplificado do filtro ressonante LCC em regime permanente.

Analisando o modelo como um divisor de tensão, obtém-se a expressão (3.21), que determina o valor eficaz da tensão aplicada à lâmpada, sendo V_{AB1} definido em (3.12).

$$V_L(\omega) = V_{AB1} \frac{R_L}{\sqrt{\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_s}\right)^2 + \left(R_L \omega^2 C_p L_r - \frac{R_L C_p}{C_s} - R_L\right)^2}} \quad (3.21)$$

Pode-se então parametrizar a expressão (3.21), utilizando-se das relações apresentadas nos itens 3.5, obtendo-se (3.22).

$$V_L(\Omega, Q, \alpha) = V_{AB1} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} \left(\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega}\right)^2 + \frac{1}{\alpha^2} (\Omega^2 - 1)^2}} \quad (3.22)$$

Arbitrando $\alpha = 0,5$ e utilizando diferentes valores de Q , obtém-se o ábaco da Fig. 3-12, mostrando o ganho de tensão $\left(\frac{V_L}{V_{AB1}}\right)$ proporcionado pelo circuito ressonante.

Observa-se na Fig. 3-12 que, próximo a ressonância natural ($\Omega = 1$), a tensão de saída apresenta um ganho em relação a tensão de entrada, dado por Q/α .

Calculando a impedância total (Z_{th}) vista pela fonte $v_{AB1}(t)$ na Fig. 3-11 (b), é possível determinar o valor eficaz e a defasagem da corrente $i_{AB1}(t)$.

$$Z_{th} = j\omega L_r - \frac{j}{\omega C_s} - \frac{jR_L}{R_L \omega C_p - j} = \frac{(\omega^2 L_r C_s - 1) + j(\omega^3 L_r C_s R_L C_p - R_L \omega C_p - R_L \omega C_s)}{\omega^2 C_s R_L C_p - j\omega C_s} \quad (3.23)$$

$$|Z_{th}| = \sqrt{\frac{(\omega^2 L_r C_s - 1)^2 + (\omega^3 L_r C_s R_L C_p - R_L \omega C_p - R_L \omega C_s)^2}{(\omega^2 C_s R_L C_p)^2 + (\omega C_s)^2}} = Z_b \sqrt{\frac{\left(\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega}\right)^2 + \frac{Q^2}{\alpha^2} (\Omega^2 - 1)^2}{\left(\frac{Q\Omega}{\alpha}\right)^2 + 1}} \quad (3.24)$$

$$\angle Z_{th} = \arctan\left(\frac{\omega^3 L_r C_s R_L C_p - R_L \omega C_p - R_L \omega C_s}{\omega^2 L_r C_s - 1}\right) - \arctan\left(\frac{-\omega C_s}{\omega^2 C_s R_L C_p}\right) \quad (3.25)$$

$$\angle Z_{th} = \arctan \left[\frac{Q}{\alpha} \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega}} \right) \right] - \arctan \left(-\frac{\alpha}{Q\Omega} \right) \quad (3.26)$$

Dado que $I_{AB1} = \frac{V_{AB1}}{Z_{th}}$, utilizando (3.25) e (3.26) obtém-se:

$$|I_{AB1}(\Omega, Q, \alpha)| = \frac{V_{AB1}}{|Z_{th}|} = \frac{V_{AB1}}{Z_B} \sqrt{\frac{\left(\frac{Q\Omega}{\alpha} \right)^2 + 1}{\left(\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega} \right)^2 + \frac{Q^2}{\alpha^2} (\Omega^2 - 1)^2}} \quad (3.27)$$

$$\angle I_{AB1}(\Omega, Q, \alpha) = 0 - \angle Z_{th} = \arctan \left(-\frac{\alpha}{Q\Omega} \right) - \arctan \left[\frac{Q}{\alpha} \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega}} \right) \right] \quad (3.28)$$

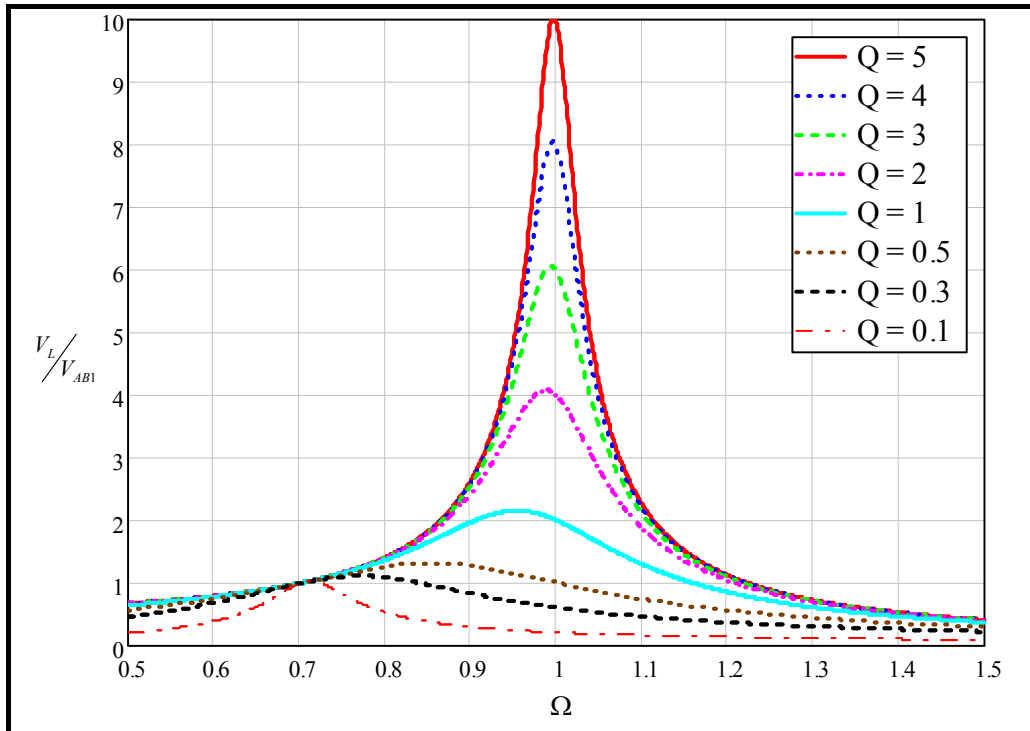


Fig. 3-12: Ábaco do ganho de tensão do circuito ressonante em regime permanente ($\alpha=0,5$).

Arbitrando $\alpha = 0,5$ e utilizando diferentes valores de Q nas equações (3.27) e (3.28), obtém-se os ábacos parametrizados do valor eficaz e da defasagem da corrente no estágio ressonante com relação a tensão $v_{AB1}(t)$.

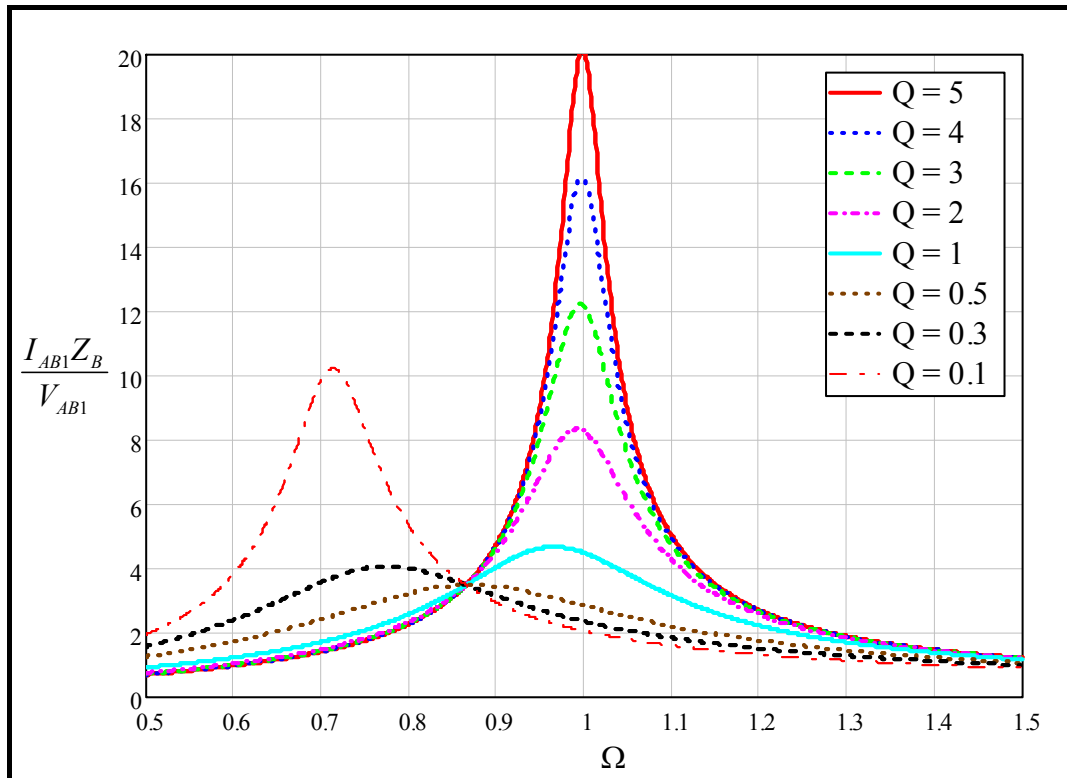


Fig. 3-13: Ábaco parametrizado da corrente no circuito ressonante ($\alpha=0,5$).

Observa-se nas Fig. 3-13 e Fig. 3-14 que, na medida em que a frequência de comutação se aproxima da frequência de ressonância, quanto maior for o valor de Q , maior será a corrente eficaz no circuito ressonante e menor será o ângulo de defasagem da corrente com relação a tensão $v_{AB1}(t)$.

Para valores de Q relativamente baixos (inferiores a 0,3), o circuito passa a se comportar como um filtro ressonante LC série [27], cuja frequência de ressonância é dada por $\omega_{os} = 1/\sqrt{L_S C_S}$ ou pelo valor normalizado, $\Omega = \sqrt{1-\alpha}$.

Como o ábaco da Fig. 3-13 utiliza $\alpha = 0,5$, tem-se uma frequência de ressonância série em $\Omega = 0,707$, justificando o pico de corrente parametrizada quando $Q = 0,1$.

Observa-se também que valores elevados de Q implicam em maiores variações da defasagem da corrente em função da variação da frequência de comutação ou de ressonância.

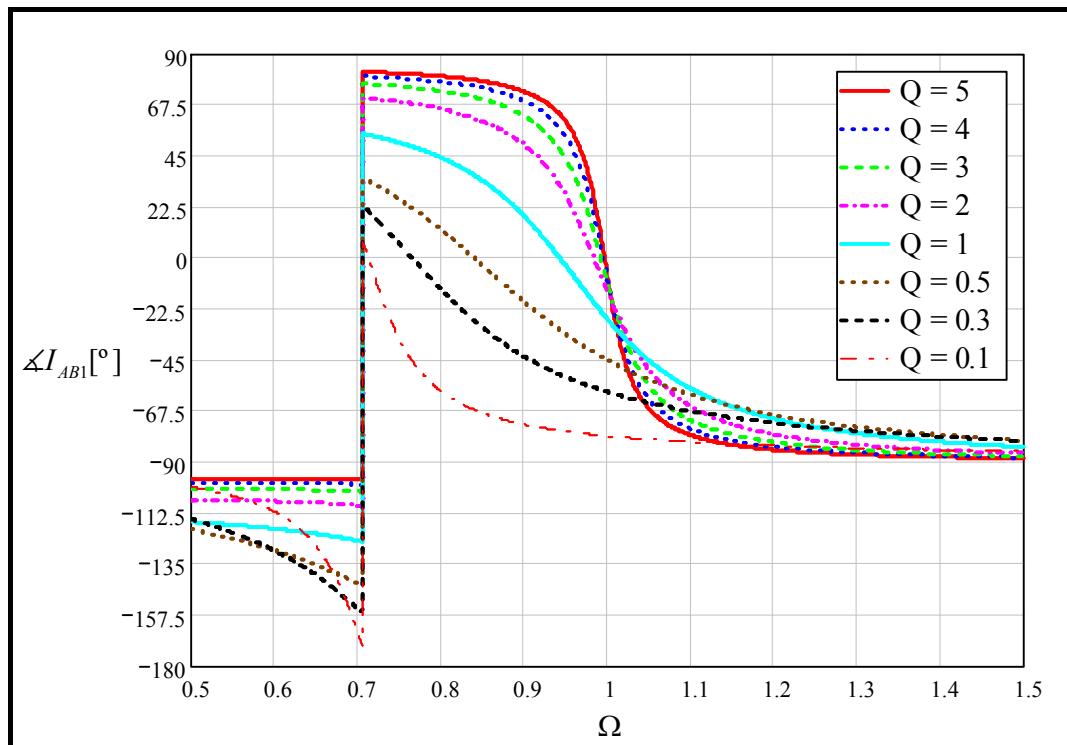


Fig. 3-14: Ábaco parametrizado do ângulo de defasagem da corrente no circuito ressonante ($\alpha=0,5$).

3.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de operação e as simplificações adotadas para a caracterização da topologia de circuito ressonante e da lâmpada fluorescente utilizada.

As diversas equações e ábacos obtidos serão utilizados nos capítulos seguintes para o projeto dos reatores eletrônicos, permitindo especificar os componentes e as frequências de comutação envolvidas em cada etapa de operação.

É importante ressaltar que será a escolha adequada dos parâmetros α e Q que irá permitir que o reator eletrônico atenda as especificações de projeto, não só quanto a corrente e a tensão aplicadas à lâmpada, como também com relação ao rendimento final da estrutura, o qual é dependente do valor eficaz e do ângulo de defasagem da corrente que circula pelo estágio ressonante.

4 – PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS

EXPERIMENTAIS DA VERSÃO 110 V cc

4.1 Introdução

Neste capítulo será abordado o projeto do reator eletrônico em corrente contínua, alimentado com tensão nominal de 110 V.

Inicialmente serão definidas as especificações do projeto, envolvendo a utilização das lâmpadas fluorescentes T5 e a aplicação em sistemas ferroviários.

Em seguida, serão apresentadas a metodologia de cálculo e a especificação dos componentes dos diferentes circuitos que integram o projeto.

Ao final, serão mostrados tanto os resultados por simulação quanto os experimentais obtidos com a montagem de um protótipo.

4.2 Especificações

Normalmente os reatores eletrônicos desenvolvidos para aplicações domésticas operam em corrente alternada, possuindo um estágio de correção de fator de potência que proporciona uma tensão de barramento praticamente constante, evitando que as variações na tensão de entrada afetem a potência fornecida à lâmpada.

Além disso, a maioria dos reatores comerciais é específico para uma determinada potência de lâmpada, representando um ponto de operação fixo, facilitando o projeto do estágio ressonante.

Em oposição ao que foi exposto, o reator eletrônico apresentado neste trabalho visa operar com tensão de alimentação contínua, que consiste na própria tensão de barramento, a qual pode sofrer amplas variações em relação ao valor nominal, não apresentando qualquer espécie de regulação através de um circuito auxiliar.

O reator então deverá ser capaz de regular a potência de saída, mediante a variação do ganho de tensão do tanque ressonante, utilizando-se para isso da variação da frequência

de comutação. Com o controle da potência de saída, um único reator eletrônico pode ser capaz de alimentar lâmpadas de diferentes potências.

Na sequência, são apresentadas as especificações do reator eletrônico, sendo que outros requisitos serão apresentados posteriormente durante o projeto dos diferentes circuitos que o compõem.

- Operar com lâmpadas fluorescentes tubulares T5 de alta eficiência (HE), em duas configurações:
 - Uma lâmpada de 14, 21, 28 ou 35 W;
 - Duas lâmpadas de 14 W;
- Tensão mínima de alimentação: 77 V;
- Tensão nominal de alimentação: 110 V;
- Tensão máxima de alimentação: 150 V;
- Manter a potência nominal na lâmpada com tensão de alimentação entre 90 V e 150 V;
- Tolerar a redução de até 10% da potência nominal aplicada à lâmpada com tensão de alimentação entre 77 V e 90 V;
- Rendimento mínimo: 85% na máxima potência e tensão nominal;
- Fator de crista máximo da corrente na lâmpada: 1,7;
- Dimensões físicas: de acordo com a Fig. 2-4;
- Disposição dos conectores: de acordo com a Fig. 2-5;
- Apresentar pré-aquecimento dos filamentos da lâmpada por tensão controlada, sendo que o circuito responsável deve ser desconectado dos filamentos após o término da etapa de pré-aquecimento;
- Detectar a presença de filamentos antes da etapa de ignição; evitando executar um procedimento de partida sem a presença de lâmpadas ou com um dos filamentos rompidos;
- Proteger o reator eletrônico contra:

- Inversão de polaridade e surtos na tensão de alimentação;
- Tensão e corrente de alimentação fora dos valores de projeto;
- Desconexão das lâmpadas estando o reator em funcionamento;
- Apresentar filtro de entrada para diminuir a ondulação de corrente, minimizando o ruído eletromagnético conduzido para fora do reator.

4.3 Projeto

Na Fig. 4-1 é apresentado um diagrama de blocos do reator eletrônico.

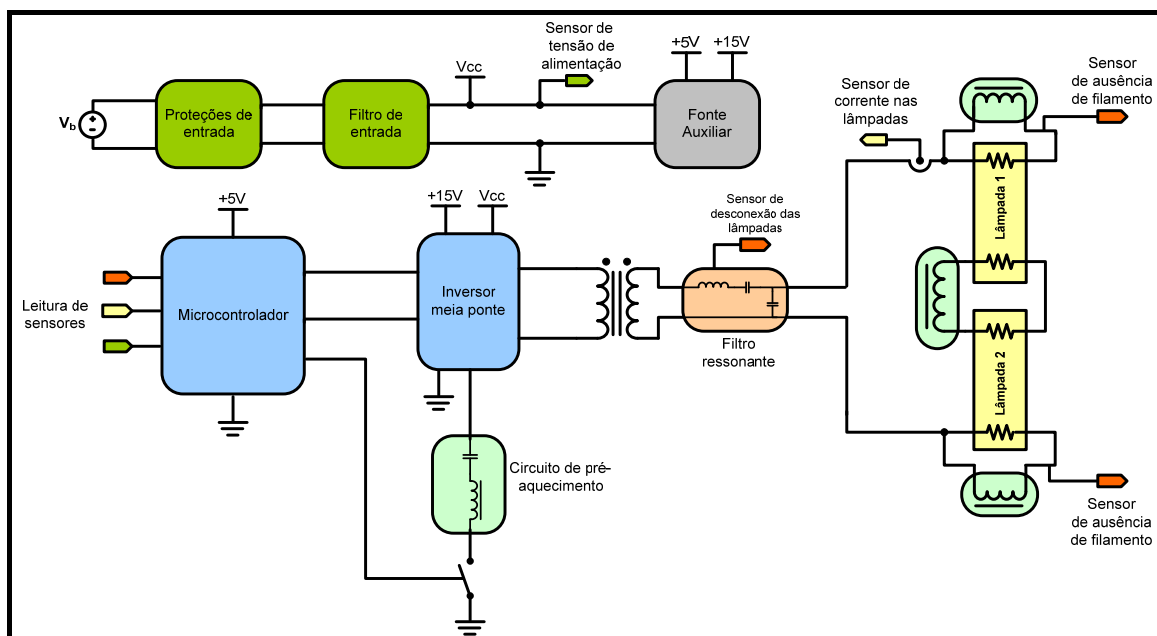


Fig. 4-1: Diagrama de blocos do reator eletrônico.

Cada bloco representa um determinado circuito, cujos componentes necessários serão calculados e especificados nos itens a seguir.

É importante ressaltar que a interligação central entre as duas lâmpadas, mostrada na Fig. 4-1, deverá ser ignorada caso se utilize o reator com apenas uma lâmpada.

4.3.1 *Microcontrolador*

O projeto do reator eletrônico irá utilizar um microcontrolador de 8 bits, visando reduzir a quantidade de componentes que seriam necessários caso se desejasse implementar a leitura dos sensores e o controle de frequência de forma analógica [28].

O microcontrolador escolhido para este trabalho é o ATtiny45 [29], sendo que as principais características que levaram a escolha desse componente foram:

- Apresenta apenas 8 pinos, sendo um dos menores microcontroladores disponíveis no mercado que atende as especificações do projeto;
- Possui até 4 canais de conversão analógica para digital, possibilitando a leitura de todos os sensores do projeto;
- Dispõe de um bloco gerador de sinais PWM para o comando dos interruptores do inversor de tensão, permitindo o ajuste do tempo morto entre os pulsos de comando;
- Apresenta um oscilador interno (*clock*) de 8 MHz, cuja arquitetura de hardware possibilita a execução de uma instrução de programa por ciclo de *clock*. Com isso, é possível obter variações de aproximadamente 400 Hz na frequência do sinal PWM (considerando a faixa de comutação especificada de 45-65 kHz), conferindo maior precisão no ajuste da frequência e controle de potência do reator.

4.3.2 *Filtro ressonante*

Certamente o filtro ressonante é a principal parte do reator eletrônico, apresentando influência direta na qualidade da corrente aplicada à lâmpada e no rendimento total do projeto.

Neste trabalho em especial, o principal diferencial existente diz respeito à necessidade de se obter um estágio ressonante que possa trabalhar em vários pontos de operação, permitindo a alimentação de lâmpadas de diferentes potências e com amplas variações de tensão de entrada.

Baseando-se nas especificações descritas no início deste capítulo, além dos requisitos normativos já destacados no Capítulo 2, apresenta-se os principais dados necessários para o projeto do filtro ressonante:

- Tensão de barramento mínima (V_{b_min}): 77 V;
- Tensão de barramento máxima (V_{b_max}): 150 V;
- Frequência de comutação mínima (f_{s_min}): 45 kHz;
- Frequência de comutação máxima (f_{s_max}): 65 kHz;
- Frequência natural de ressonância do circuito (f_o): 47 kHz;
- Tensão eficaz nominal de operação da lâmpada de 14 W (V_{L_14W}): 82 V;
- Tensão eficaz nominal de operação da lâmpada de 35 W (V_{L_35W}): 209 V;
- Corrente eficaz nominal fornecida às lâmpadas (I_L): 170 mA;
- Corrente eficaz mínima na entrada do filtro ressonante (I_{AB1_min}): 200 mA;

A partir destes dados e utilizando a equação (3.2), calcula-se:

- Resistência da lâmpada de 14 W (R_{L_14W}): 480,3 Ω ;
- Resistência da lâmpada de 35 W (R_{L_35W}): 1.248,0 Ω ;

Observando a Fig. 3-1 e considerando a relação de transformação inicialmente unitária ($n = 1$), utiliza-se a equação (3.12) para calcular:

- Tensão eficaz mínima na entrada do filtro ressonante (V_{AB1_min}): 34,66 V;
- Tensão eficaz máxima na entrada do filtro ressonante (V_{AB1_max}): 67,52 V.

É importante ressaltar que a relação de transformação real será uma das variáveis a serem determinadas, voltando a ser adicionada aos cálculos posteriormente.

4.3.2.1 Restrições de projeto

De posse dos dados necessários, o projeto do estágio ressonante consiste em determinar o valor do indutor ressonante (L_r), do capacitor série (C_s), do capacitor paralelo (C_p) e a relação de transformação (n).

Os valores dos componentes devem então atender simultaneamente as restrições descritas a seguir, as quais possuem suas respectivas equações associadas.

É importante ressaltar que as equações já foram apresentadas genericamente no Capítulo 3, sendo necessárias apenas algumas adaptações de notação para cada restrição.

A) Frequência natural de ressonância do filtro:

Visa assegurar que a frequência natural de ressonância do filtro esteja acima e próxima da frequência mínima de comutação, aproveitando a característica de máximo ganho de tensão proporcionada pela estrutura, como pode ser observado na Fig. 3-12.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{eq}}} \quad (4.1)$$

Onde:

$$C_{eq} = \frac{C_p C_s}{C_p + C_s}$$

B) Tensão eficaz nominal aplicada a lâmpada de 35 W, considerando a mínima tensão de alimentação e a mínima frequência de comutação:

Garante que a maior tensão nominal de saída do reator (neste caso para alimentar a lâmpada de 35 W) possa ser obtida a partir da tensão de entrada mínima, ajustando-se a frequência de comutação ao valor mínimo, aumentando o ganho de tensão do estágio ressonante.

$$V_{L_{35W}} = n V_{AB1_min} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{max}^2} \left(\Omega_{min} - \frac{(1-\alpha)}{\Omega_{min}} \right)^2 + \frac{1}{\alpha^2} (\Omega_{min}^2 - 1)^2}} \quad (4.2)$$

Onde:

$$Q_{\max} = R_{L_{35W}} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_s}} \quad \Omega_{\min} = \frac{f_{s_{\min}}}{f_o} \quad \alpha = \frac{C_{eq}}{C_p} = 1 - \frac{C_{eq}}{C_s}$$

C) Tensão eficaz nominal aplicada na lâmpada de 14 W, considerando a máxima tensão de alimentação e a máxima frequência de comutação:

Garante que a menor tensão nominal de saída do reator (neste caso para alimentar a lâmpada de 14 W) possa ser obtida a partir da tensão de entrada máxima, ajustando-se a frequência de comutação ao valor máximo, reduzindo o ganho de tensão do estágio ressonante.

$$V_{L_{14W}} = nV_{AB1_{\max}} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{\min}^2} \left(\Omega_{\max} - \frac{(1-\alpha)}{\Omega_{\max}} \right)^2 + \frac{1}{\alpha^2} (\Omega_{\max}^2 - 1)^2}} \quad (4.3)$$

Onde:

$$Q_{\min} = R_{L_{14W}} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_s}} \quad \Omega_{\max} = \frac{f_{s_{\max}}}{f_o}$$

D) Corrente eficaz mínima na entrada do filtro ressonante, considerando a utilização da lâmpada de 14 W, a mínima tensão de alimentação e a mínima frequência de comutação:

Visa assegurar que a corrente mínima no filtro ressonante seja superior, porém próxima da corrente nominal fornecida à lâmpada, em um determinado ponto de operação.

Supondo que, utilizando a lâmpada de 14 W com a mínima tensão de entrada, o filtro ressonante tenha que operar na mínima frequência de comutação, tem-se (baseado na equação (3.27)):

$$I_{AB1_{\min}} = \frac{nV_{AB1_{\min}}}{R_{L_{14W}}} Q_{\min} \sqrt{\frac{\left(\frac{Q_{\min} \Omega_{\min}}{\alpha} \right)^2 + 1}{\left(\Omega_{\min} - \frac{(1-\alpha)}{\Omega_{\min}} \right)^2 + \frac{Q_{\min}^2}{\alpha^2} (\Omega_{\min}^2 - 1)^2}} \quad (4.4)$$

Dispõem-se então de quatro equações, as quais serão utilizadas para calcular os quatro parâmetros de interesse (L_r, C_s, C_p, n) .

Inicialmente se poderia buscar uma solução analítica para o sistema de equações, porém não se obteve sucesso com as tentativas realizadas utilizando softwares matemáticos [30] [31].

Optou-se então por buscar soluções baseadas em métodos numéricos de cálculo, utilizando funções matemáticas disponíveis em [30] para a solução de equações não lineares. Para tanto, os algoritmos necessitam de uma condição inicial de valores, que proporcionem a convergência dos cálculos para um resultado válido.

Na sequência, apresenta-se a metodologia empregada para a determinação das condições iniciais de interesse.

4.3.2.2 Determinação das condições iniciais

As condições iniciais serão determinadas baseando-se na necessidade de minimizar a corrente de entrada do filtro ressonante, visando diminuir as perdas por condução no circuito.

Dessa forma, considerando que a maior corrente circulante no estágio ressonante irá ocorrer com a utilização da lâmpada de maior potência (35 W), obtém-se a partir da equação (4.4) a expressão da corrente parametrizada $\overline{I_{AB1}}$.

$$\overline{I_{AB1}} = \frac{I_{AB1} R_{L_{35W}}}{n V_{AB1}} = Q_{\max} \sqrt{\frac{\left(\frac{Q_{\max} \Omega}{\alpha}\right)^2 + 1}{\left(\Omega - \frac{(1-\alpha)}{\Omega}\right)^2 + \frac{Q_{\max}^2}{\alpha^2} (\Omega^2 - 1)^2}} \quad (4.5)$$

Como não é conhecido o valor de Ω (pois depende da tensão V_{AB1}), irá se analisar a equação (4.5) arbitrando 4 diferentes valores de Ω , variando Q_{\max} e α dentro de uma faixa de valores pré-determinada.

Obtém-se então a Fig. 4-2, onde se observa que as variações de Q_{\max} e de α terão maior influência quando a frequência de comutação é igual à frequência de ressonância ($\Omega = 1,0$), ocasionando maiores variações de $\overline{I_{AB1}}$.

Analisando somente esta situação, tem-se que o valor de $\overline{I_{AB1}}$ diminui na medida em que se diminui Q_{\max} e se aumenta α .

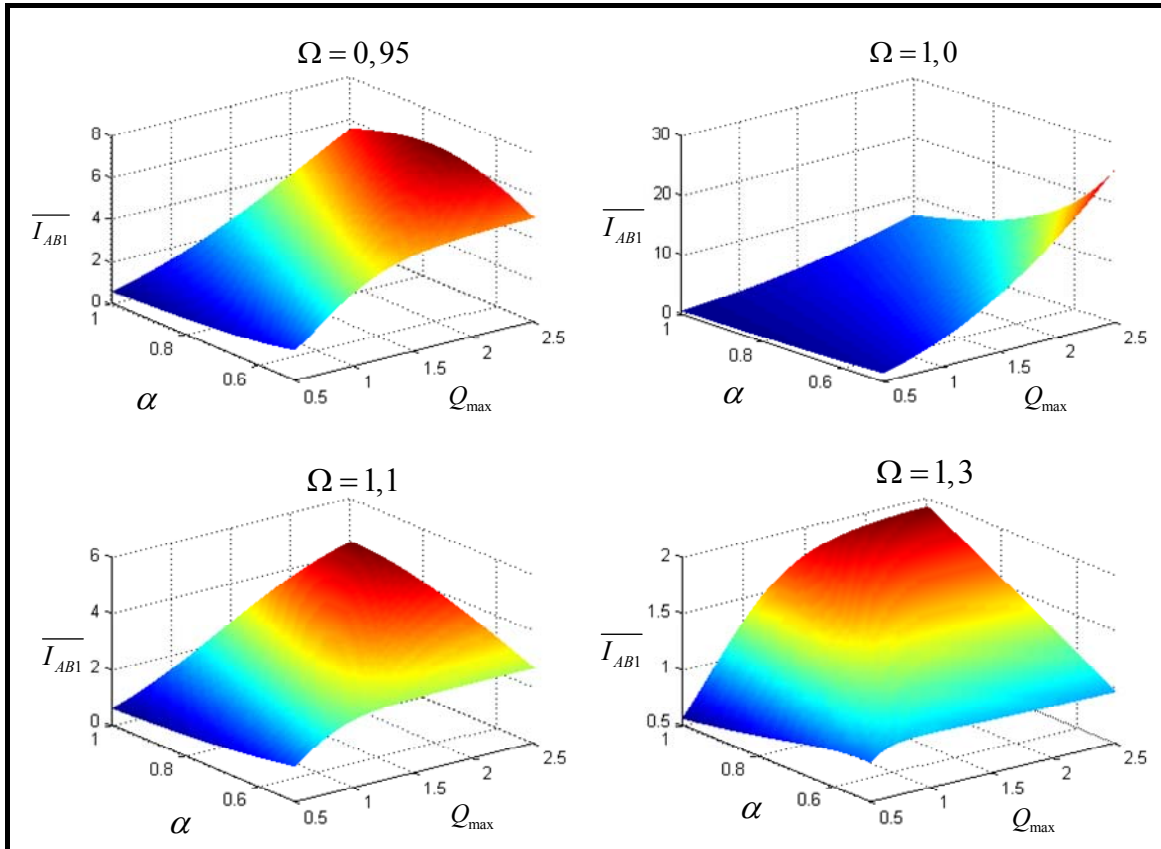


Fig. 4-2: Comportamento da corrente parametrizada I_{AB1} para diferentes valores de Ω , Q_{\max} e α .

Então, visando minimizar a corrente $\overline{I_{AB1}}$, conclui-se:

- É necessário utilizar um valor elevado de α , porém inferior a 1, para que o valor de C_s não seja infinito (conforme a equação (3.17));
- O valor de Q_{\max} deve ser o menor possível, porém superior ao valor numérico de α , permitindo que o circuito ressonante apresente ganho de tensão positivo (conforme já foi exposto no ábaco da Fig. 3-12).

Assim, define-se:

$$\alpha = 0,9$$

$$Q_{\max} = 1,5.$$

Utilizando (3.14), (3.16) e (3.17) encontram-se as expressões:

$$L_r = \frac{R_{L_{35W}}}{2\pi f_o Q_{\max}} \quad (4.6)$$

$$C_{eq} = \frac{L_r Q_{\max}^2}{R_{L_{35W}}^2} \quad (4.7)$$

$$C_p = \frac{C_{eq}}{\alpha} \quad (4.8)$$

$$C_s = \frac{C_{eq}}{1-\alpha} \quad (4.9)$$

Substituindo os respectivos valores nas equações (4.6)-(4.9), encontram-se as condições iniciais para o cálculo numérico dos componentes:

$$L_r = 2,82mH \quad C_p = 4,5nF \quad C_s = 40,7nF$$

Substituindo os valores de α e Q_{\max} em (4.2) encontra-se a condição inicial para o cálculo da relação de transformação:

$$n = 3,47$$

É importante ressaltar que as condições iniciais encontradas não garantem a convergência correta do cálculo numérico que será realizado posteriormente.

Caso o valor encontrado não seja válido, as condições iniciais devem ser modificadas.

4.3.2.3 Cálculo numérico dos parâmetros

Obtidas as condições iniciais, utilizou-se a função *Minerr()* [30] para solucionar o sistema de equações formado pelas restrições (4.1)-(4.4).

Maiores detalhes sobre o procedimento utilizado podem ser encontrados na planilha de cálculo presente no Anexo I onde, por conveniência, as variáveis normalizadas das equações foram convertidas para a sua representação explícita.

Considerando a realização de alguns ajustes nos valores dos componentes, devido a disponibilidade no mercado local, obteve-se:

$$L_r = 3,2mH$$

$$C_p = 4,7nF$$

$$C_s = 15nF$$

$$n = 3,3$$

4.3.2.4 Verificação do projeto

Para verificar se o filtro ressonante está adequado, basta verificar se atende às restrições apresentadas em 4.3.2.1.

Considerando a restrição referente à frequência de ressonância (4.1), tem-se:

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = 47,03 \text{ kHz}$$

A qual está de acordo com o valor especificado.

Com relação às restrições (4.2) e (4.3), para comprovar que o filtro ressonante projetado é capaz de aplicar a tensão necessária á lâmpada, elaborou-se o gráfico da Fig. 4-3, utilizando a equação (3.21).

Na Fig. 4-3, as linhas contínuas correspondem à utilização da lâmpada de 35 W, enquanto que as linhas tracejadas correspondem à lâmpada de 14 W. Cada qual demarca o valor máximo ou mínimo de tensão eficaz na lâmpada, de acordo com o valor da tensão de entrada.

É possível então obter os valores de tensão desejáveis na lâmpada, variando-se a frequência de comutação até encontrar o ponto de operação de interesse (representado por um losango preto), o qual corresponde a tensão de 209 V e 82 V para as lâmpadas de 35 W e 14 W respectivamente.

Observa-se que na frequência limite de 65 kHz, a tensão aplicada na lâmpada de 14 W (84 V) estará acima do valor desejável quando a tensão de entrada for 150 V.

Porém, isto não representa um problema, pois o valor é inferior ao valor máximo de tensão que pode ser aplicado na lâmpada (92 V), conforme apresentado no Capítulo 2.

Finalmente, a verificação da restrição (4.4), referente à corrente mínima no filtro ressonante, pode ser analisada na Fig. 4-4.

O valor mínimo de corrente encontrado ocorre como previsto na potência, tensão e frequência de comutação mínimas, estando de acordo com o valor especificado inicialmente (200 mA).

É importante observar que o valor máximo de corrente no filtro ressonante é o dobro do valor mínimo (400 mA), sendo utilizado posteriormente para o projeto do indutor ressonante.

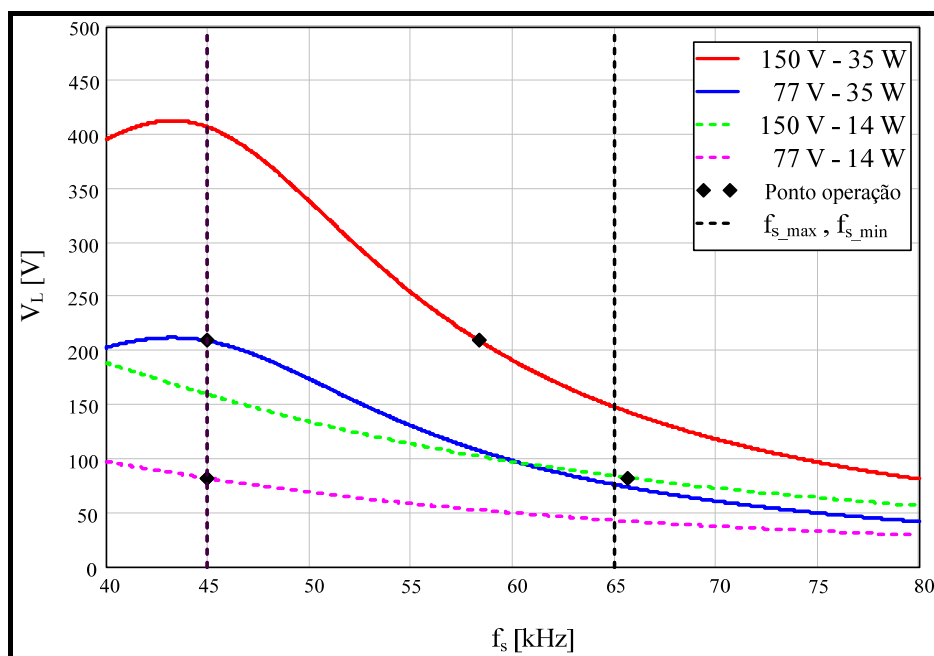


Fig. 4-3: Comportamento do valor eficaz da tensão na lâmpada em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 110 V).

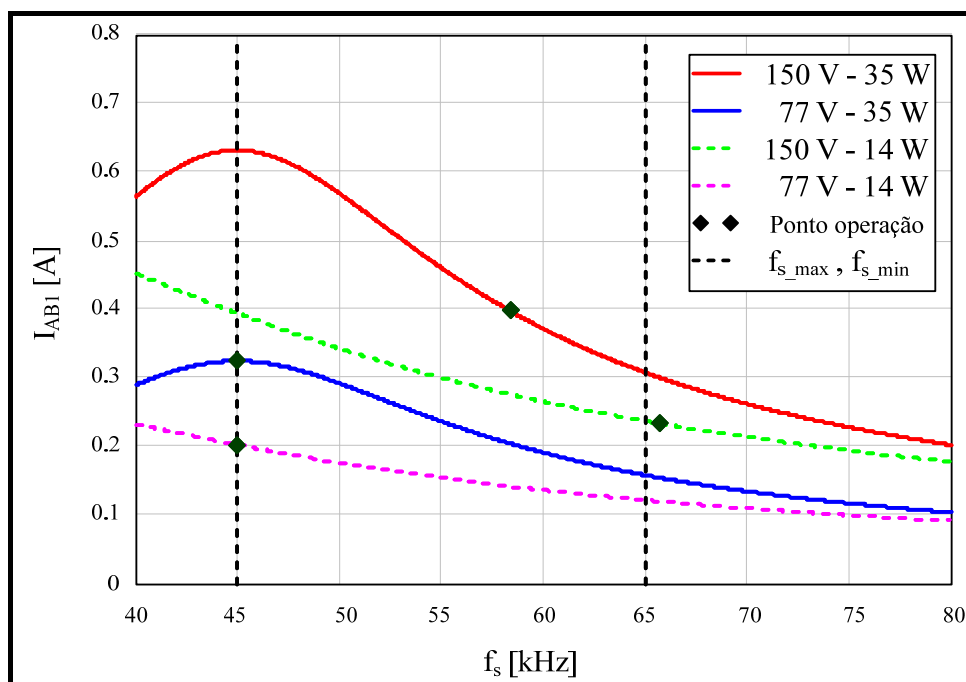


Fig. 4-4: Comportamento da corrente eficaz de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 110 V).

Outro detalhe que deve ser observado é com relação ao ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante, de modo a garantir a comutação suave.

Utilizando a equação (3.26), obtém-se o gráfico da Fig. 4-5, onde se observa o valor do ângulo de defasagem nos pontos de operação extremos, tanto para a lâmpada de 14 W como para a lâmpada de 35 W.

Verifica-se que para toda a faixa de operação em regime permanente, a corrente do filtro ressonante sempre estará atrasada com relação a tensão de entrada, sendo que o menor ângulo de defasagem encontrado foi de aproximadamente 20°.

Estando a corrente sempre atrasada, é garantida a comutação suave do tipo ZVS nos interruptores de potência, em todos os pontos de operação do reator eletrônico.

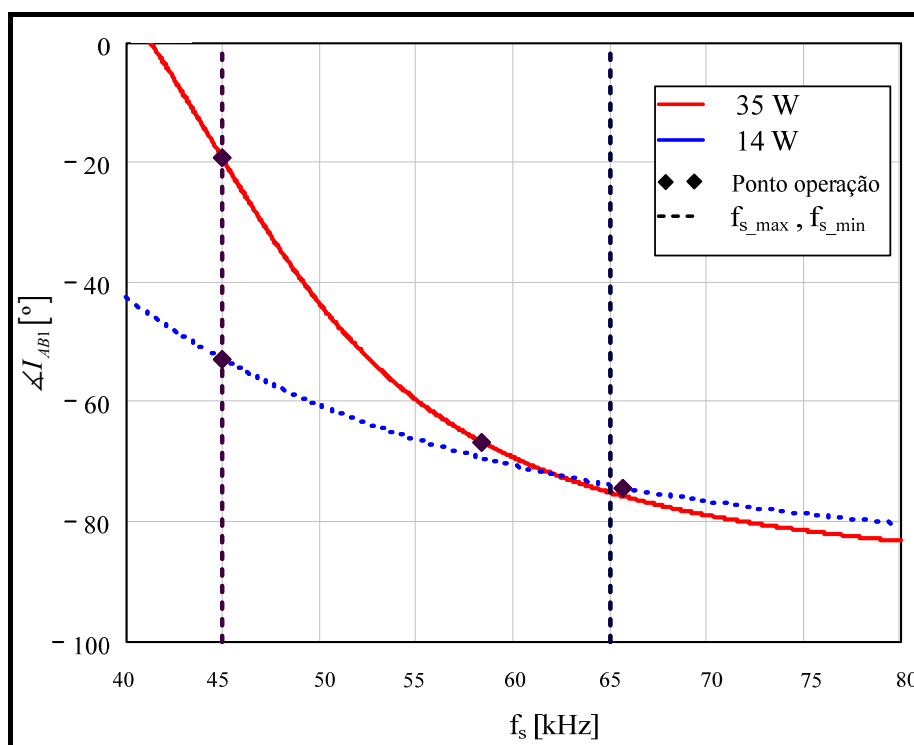


Fig. 4-5: Comportamento do ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de potência de saída (versão 110 V).

4.3.2.5 Esforços nos componentes em regime permanente

Baseando-se nos valores de tensão e de corrente apresentados no item 4.3.2.4, onde se observa que a situação mais crítica de operação corresponde a utilização da lâmpada de 35 W com tensão de alimentação em 150 V, obtém-se:

- Frequência de comutação: 58,4 kHz;

- Corrente eficaz máxima no indutor ressonante (I_{Lr_reg}): 400 mA;
- Tensão eficaz máxima sobre o capacitor C_p : 209 V;

Utilizando a impedância do capacitor C_s na frequência de comutação e a corrente I_{Lr_reg} , calcula-se:

- Tensão eficaz máxima sobre o capacitor C_s : 72,7 V;

4.3.2.6 Esforços nos componentes durante a etapa de ignição.

Durante a etapa de ignição (Fig. 3-6), os valores de tensão e de corrente dos componentes do filtro ressonante serão superiores aos valores em regime permanente.

Será analisada então a pior situação, que ocorre quando a tensão de alimentação é máxima e utilizando a lâmpada de 35 W (a qual necessita da maior tensão de ignição):

Definindo:

- Tensão eficaz de ignição da lâmpada de 35 W: 800 V;
- Tensão eficaz fundamental máxima na entrada do filtro ressonante (nV_{AB1_max}): 222,8 V;
- Capacitância equivalente do filtro ressonante (C_{eq}): 3,6 nF;
- Parâmetro α do filtro ressonante: 0,761;
- Impedância característica do filtro ressonante (Z_B): 945,6 Ω ;

Utilizando o ábaco da Fig. 3-7 ou a equação (3.18), obtém-se:

- Frequência de comutação de ignição: 51,7 kHz;

A partir da frequência de comutação, encontra-se o valor da corrente no indutor ressonante, utilizando o ábaco da Fig. 3-8 ou a equação (3.20).

- Valor eficaz máximo da corrente no indutor ressonante (I_{Lr_ig}): 1,22 A;

Considerando a impedância dos capacitores e do indutor na frequência de comutação, e a corrente I_{Lr_ig} que circula pelos mesmos, determina-se:

- Tensão eficaz sobre o capacitor C_p : 800 V;
- Tensão eficaz sobre o capacitor C_s : 250 V;
- Tensão eficaz sobre o indutor L_r : 1.270 V;

É importante ressaltar que a mínima frequência de comutação utilizada para a ignição será de 49,5 kHz, que ocorre para a situação de mínima tensão de alimentação e utilizando a lâmpada de 35 W.

Calculando a impedância do reator para esta frequência de comutação, observa-se que ainda apresenta uma característica indutiva, assegurando que a corrente na entrada do filtro ressonante estará atrasada em relação a tensão, garantindo a comutação suave nos interruptores durante a etapa de partida.

Para o projeto do indutor ressonante, deverá ser considerado o máximo valor de pico da corrente no estágio ressonante, garantindo que não ocorra a saturação do elemento magnético mediante a utilização de um entreferro previamente calculado.

Na fabricação, é importante observar que devido a tensão elevada sobre o indutor durante a partida, se deverá tomar o cuidado de evitar o entrelaçamento de espiras e utilizar condutores de cobre com esmalte isolante adequado.

4.3.2.7 Especificação dos componentes

Baseado no que foi exposto nos itens 4.3.2.5 e 4.3.2.6, apresentam-se as especificações dos componentes:

- **Capacitor C_p :**
 - ✓ Capacitor de polipropileno, 4,7 nF / 1600 V;
- **Capacitor C_s :**
 - ✓ Capacitor de polipropileno, 15 nF / 630 V;
- **Indutor L_r :**
 - ✓ Indutância: 3,2 mH;
 - ✓ Frequência de comutação a: 65 kHz;

- ✓ Valor eficaz da corrente em regime: 400 mA;
- ✓ Valor de pico da corrente (saturação) $\left(\geq \sqrt{2} \cdot I_{Lr_ig}\right)$: 1,7 A;
- ✓ Valor de pico mínimo da tensão para teste de rigidez dielétrica entre terminais: 2.000 V;
- **Transformador de isolamento:**
 - ✓ Forma de onda: quadrada simétrica (razão cíclica de 50%);
 - ✓ Frequência de comutação: 65 kHz;
 - ✓ Valor eficaz da tensão no primário: 75 V;
 - ✓ Valor eficaz da tensão no secundário: 247,5 V;
 - ✓ Valor eficaz da corrente no primário: 1,3 A;
 - ✓ Corrente eficaz no secundário: 400 mA.

4.3.3 Inversor de tensão meia-ponte

O inversor de tensão (Fig. 3-1) é composto pelos interruptores de potência (S_1, S_2), por um circuito de comando dos interruptores (Fig. 4-6) e pelos capacitores de barramento (C_{b1}, C_{b2})

A seguir será especificado cada um dos componentes:

4.3.3.1 Interruptores de potência

Para a especificação dos interruptores de potência, serão necessárias as seguintes informações:

- Tensão máxima entre *dreno-source* : 150 V;
- Valor eficaz da corrente em regime $\left(\frac{nI_{Lr_reg}}{\sqrt{2}}\right)$: 933 mA;
- Valor de pico da corrente na etapa de ignição $\left(n \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Lr_ig}\right)$: 5,6 A;

Escolhe-se então o Mosfet *IRF640*, cujos dados de catálogo são:

- Tensão máxima entre *dreno* e *source* do interruptor: 200 V
- Valor eficaz máximo da corrente: 13 A;
- Valor de pico da corrente: 72 A;
- Resistência de condução entre *dreno* e *source*: 150 mΩ

Pelo fato do valor eficaz da corrente em regime ser muito inferior ao valor máximo suportado pelo componente, além da redução da dissipação de potência devido a comutação suave, não será necessária a especificação de dissipador térmico.

4.3.3.2 Circuito de comando

Como os interruptores do inversor meia-ponte apresentam referências de tensão distintas, faz-se necessário o emprego de um circuito que propicie um sinal de comando adequado para o interruptor superior.

Apesar de existirem inúmeras opções utilizando transformadores de pulso ou optoacopladores, neste projeto será utilizado um circuito do tipo *bootstrap* para gerar os sinais de comando para os interruptores, por se tratar de uma aplicação de baixa potência.

Devido ao emprego de um microcontrolador para a geração dos sinais de comando, optou-se pela utilização do CI *IRS2304*, fabricado pela *International Rectifier* [32], o qual permite comandar MOSFET'S e IGBT'S na configuração meia-ponte, com tensão de barramento de até 600V.

O componente utilizado é compatível com os níveis lógicos de 3,3 V, 5 V e 15 V, possibilitando a conexão direta com o microcontrolador. Além disso, possui entradas individuais para o sinal de comando de cada interruptor, permitindo que o tempo morto seja programado via microcontrolador.

O circuito de comando implementado está representado na Fig. 4-6.

Para reduzir o tempo de bloqueio dos interruptores, acrescentou-se ao circuito os componentes D_g , C_g , Dz_g e R_g , visando subtrair uma pequena tensão do sinal aplicado no comando dos interruptores, proporcional ao valor de tensão do diodo Dz_g .

Durante o bloqueio, o capacitor C_g mantém essa parcela de tensão, fazendo com que a tensão no *gate* do interruptor seja negativa. Essa característica faz com que a capacitância

do *gate* seja descarregada rapidamente através de D_g , reduzindo o tempo de bloqueio dos interruptores.

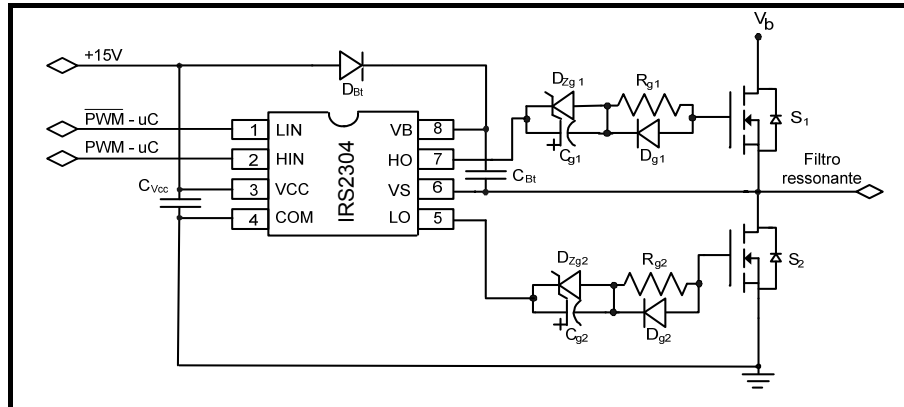


Fig. 4-6: Circuito de comando dos interruptores.

Além disso, mantendo-se a tensão negativa no *gate* durante o bloqueio, aumenta-se a segurança de funcionamento pois diminui a possibilidade de ocorrer uma entrada em condução indesejável, causada por ruídos no circuito de comando [2].

Na Tabela 4-1 são apresentados os componentes utilizados para o circuito de comando, sendo que maiores informações sobre a especificação destes componentes podem ser encontradas em [33] e [34].

Tabela 4-1: Componentes utilizados no circuito de comando.

R_{g1} / R_{g2}	18 Ω	Resistor de gate.
D_{g1} / D_{g2}	1N4148	Diodo de gate.
C_{VCC}	4,7 μF	Capacitor de filtragem.
C_{Bt}	4,7 μF	Capacitor bootstrap.
C_{g1} / C_{g2}	2,2 μF	Capacitor de tensão negativa.
D_{Bt}	MUR120	Diodo do bootstrap.
D_{zg1} / D_{zg2}	3,3 V	Diodo zener de tensão negativa.

4.3.3.3 Capacitores de barramento

Os capacitores de barramento permitem dividir a tensão de alimentação pela metade, sendo que, dependendo do interruptor de potência que está em condução, será aplicado o valor de $\pm V_b/2$ ao transformador de isolamento.

Dessa forma, a tensão aplicada ao transformador é alternada, evitando o risco de saturação do mesmo devido a ausência de um valor médio de tensão.

A especificação dos capacitores será definida de acordo com a ondulação máxima desejada sobre os mesmos, considerando a situação mais crítica, que ocorre quando se utiliza a lâmpada de 35 W com o mínimo valor da tensão de alimentação.

Dados:

- Tensão mínima sobre os capacitores de barramento: 38,5 V;
- Máxima ondulação desejada (ΔV_{Cb}): 3,85 V (10%);

Utilizando o gráfico da Fig. 4-4, obtém-se a frequência de comutação e a corrente no filtro ressonante para a condição de mínima tensão de entrada e máxima potência de saída:

- Corrente eficaz no filtro ressonante ($I_{AB1_77V_35W}$): 320 mA;
- Frequência de comutação (f_s): 45 kHz;

Considerando que a corrente eficaz do primário do transformador se divide igualmente entre os capacitores, tem-se:

- Corrente eficaz nos capacitores (I_{Cb}): $\frac{nI_{AB1_77V_35W}}{\sqrt{2}} = 750 \text{ mA}$;

Pode-se então considerar que em cada meio ciclo de comutação, os capacitores são carregados ou descarregados por uma fonte de corrente contínua, de valor igual a I_{Cb} .

Assim, obtém-se a equação para cálculo dos capacitores de barramento.

$$C_b = \frac{I_{Cb}}{2\Delta V_{Cb}f_s} \quad (4.10)$$

Substituindo os valores em (4.10), definem-se os capacitores de barramento:

- Capacitores de poliéster, 2,2 μF / 100 V.

4.3.4 Circuito de pré-aquecimento

O projeto do circuito de pré-aquecimento (Fig. 3-2) irá considerar a teoria apresentada no item 3.4, além das especificações apresentadas a seguir:

- Permitir o pré-aquecimento dos filamentos de duas lâmpadas T5, conectadas em série;
- No início da etapa de pré-aquecimento, proporcionar uma elevação gradual da tensão aplicada nos filamentos até o valor nominal, evitando assim a ocorrência de picos de corrente prejudiciais aos filamentos, causados devido a sua baixa resistência quando estão frios;
- Tempo de pré-aquecimento: 1 segundo;
- Energia mínima de pré-aquecimento: 1,65 J;
- Energia máxima de pré-aquecimento: 2,90 J;
- Tensão de pico máxima de pré-aquecimento: 17 V;
- Tensão eficaz máxima no início da etapa (V_{f_inicio}): 5,0 V;
- Tensão eficaz máxima no final da etapa: 9,3 V;
- Resistência de substituição dos filamentos (R_f): 30 Ω ;
- Tensão eficaz máxima aplicada aos terminais da lâmpada durante a etapa de pré-aquecimento ($V_{L_ph_max}$): 130 V;

Inicialmente é importante determinar a frequência mínima de comutação do circuito inversor, que proporciona uma tensão na lâmpada inferior a $V_{L_ph_max}$, evitando o surgimento de correntes de descarga eletroluminescentes [18].

Utilizando o máximo valor da tensão na entrada do filtro ressonante (222,8 V), o parâmetro α calculado no item 4.3.2.6 e a equação (3.18), obtém-se:

- Frequência mínima de comutação durante o pré-aquecimento: 71,4 kHz;

Como a frequência de ressonância do circuito de pré-aquecimento deve ser superior a frequência mínima (para se aproveitar o ganho de tensão máximo proporcionado pelo circuito), define-se:

- Frequência de ressonância do circuito de pré-aquecimento (f_{r_ph}): 90 kHz;

Conforme apresentado nas especificações, deseja-se que o circuito proporcione uma tensão máxima aos filamentos (V_{f_inicio}) durante o início da etapa de pré-aquecimento.

Observando o ábaco da Fig. 3-5, se inicialmente a frequência de comutação for 3 vezes superior à frequência de ressonância do circuito de pré-aquecimento, o ganho de tensão proporcionado pelo circuito será praticamente unitário.

Dessa forma, a tensão nos filamentos dependerá apenas do valor da tensão de entrada e da relação de transformação entre os enrolamentos acoplados.

Considerando que o valor eficaz da tensão sobre o indutor L_{ph} (V_{Lph}) será igual a 67,52 V (valor da componente fundamental quando a tensão de alimentação for máxima), obtém-se:

- Relação de transformação entre os enrolamentos acoplados:

$$n = \frac{V_{f_inicio}}{V_{Lph}} = 0,074;$$

Modificando a equação (3.3), devido a necessidade de pré-aquecer 4 filamentos (duas lâmpadas), tem-se:

- Resistência equivalente dos filamentos: $R_{feq} = \frac{R_f}{4n^2} = 1.370\Omega;$

Arbitrando,

- Fator de qualidade do circuito de pré-aquecimento: $Q = 4;$

Calcula-se:

- Impedância característica do circuito de pré-aquecimento: $Z_B = \frac{R_{feq}}{Q} = 342,5\Omega;$

Manipulando as equações (3.6) e (3.8) encontra-se:

$$C_{ph} = \frac{1}{2\pi f_{r_ph} Z_B} \quad (4.11)$$

$$L_{ph} = Z_B^2 C_{ph} \quad (4.12)$$

Substituindo os respectivos valores nas equações (4.11) e (4.12), e ajustando conforme a disponibilidade, obtêm-se os componentes do circuito ressonante de pré-aquecimento:

- Capacitor C_{ph} :
 - ✓ Capacitor de poliéster, 4,7 nF / 200V
- Indutor L_{ph} :
 - ✓ Indutância: 600 μ H;
 - ✓ Corrente eficaz: 300 mA (obtida por simulação);
 - ✓ Corrente de pico (saturação): 415 mA (obtido por simulação);
 - ✓ 2 enrolamentos acoplados com relação de transformação 1:0,074 (que serão conectados a filamentos individuais);
 - ✓ 1 enrolamento acoplado com relação de transformação 1:0,148 (que será conectado a dois filamentos ligados em série, como mostra a Fig. 4-1).

É importante ressaltar que durante a etapa de pré-aquecimento, a frequência de comutação será inicialmente elevada (proporcionando uma tensão mínima nos filamentos), sendo posteriormente reduzida, ocasionando a elevação da tensão até o valor máximo especificado.

Devido a característica não linear da resistência dos filamentos, serão feitos ajustes em bancada com relação a variação da frequência de comutação durante a etapa de pré-aquecimento, visando garantir que dentro do tempo de 1 s seja fornecida a energia mínima necessária.

Para finalizar, é preciso especificar um interruptor semiconductor para desconectar o circuito após a etapa de pré-aquecimento.

Baseado na experiência prática e nas informações apresentadas em [19], será descartada a utilização de um interruptor do tipo MOSFET, pois devido a sua capacitância interna entre *dreno-source*, o interruptor mesmo estando bloqueado irá conduzir uma corrente parasita que provocará uma tensão nos filamentos da lâmpada.

Visando minimizar esse problema, será utilizado um transistor bipolar (o qual apresenta uma capacitância interna desprezível) em paralelo com um diodo do tipo ultra-rápido (D_1), formando um interruptor bidirecional em corrente.

Será necessário também um circuito de comando para fornecer a corrente de base adequada, permitindo que o transistor opere na região de saturação. Além disso, será adicionado um diodo de roda livre (D_2) conectado ao coletor, evitando que durante o bloqueio do interruptor ocorra a descontinuidade na corrente do indutor do circuito de pré-aquecimento, que poderia gerar uma sobretensão que destrísse o transistor.

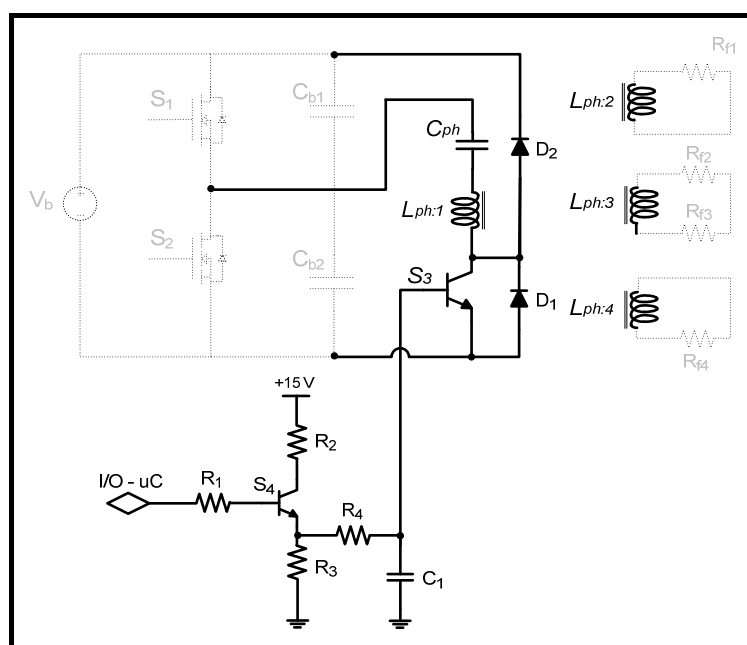


Fig. 4-7: Circuito de pré-aquecimento.

O circuito de pré-aquecimento completo é apresentado na Fig. 4-7, sendo que na Tabela 4-2 são apresentados os demais componentes utilizados no circuito de comando.

Tabela 4-2: Componentes utilizados no circuito de pré-aquecimento (versão 110 V).

R_1	270 Ω	Driver de corrente de base para o interruptor S_3 .
R_2 / R_3	330 Ω	
R_4	220 Ω	
S_4	BC548	
C_1	100 nF	
S_3	BU406	Interruptor bidirecional em corrente, para desativação do circuito de pré-aquecimento.
D_1	MUR120	
D_2	MUR120	Diodo de roda livre.

4.3.5 Sensor de corrente nas lâmpadas

O controle da potência fornecida às lâmpadas será realizado por meio da medição da corrente que circula pelas mesmas.

Portanto, é necessário um circuito de sensoriamento de corrente, o qual é apresentado na Fig. 4-8.

Como a corrente na lâmpada possui valor médio nulo, o sensor pode ser implementado através de um transformador de corrente fazendo com que o custo seja reduzido em relação a um sensor de efeito *hall*.

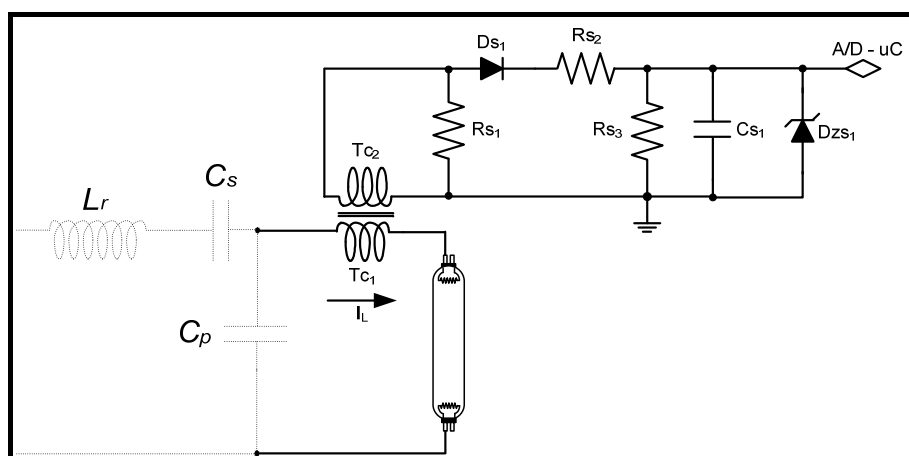


Fig. 4-8: Circuito do sensor de corrente nas lâmpadas.

Na saída do secundário do transformador (T_{c2}) é conectado um resistor (R_{s1}), gerando um valor de tensão proporcional a corrente na lâmpada.

Essa tensão, que tende a ser senoidal devido ao formato da corrente da lâmpada, é aplicada a um retificador de meia onda com filtro capacitivo, associado a um divisor resistivo (D_{s1} , C_{s1} , R_{s2} e R_{s3}), obtendo-se um valor de tensão contínuo, proporcional ao valor eficaz da corrente na lâmpada.

No Anexo II é apresentada a metodologia empregada para o projeto do transformador de corrente, a qual consiste basicamente em determinar uma indutância magnetizante mínima, de acordo com o erro de medição de corrente especificado.

Para determinar os demais componentes do circuito de medição, utiliza-se inicialmente uma informação do Anexo II:

- Tensão de pico no secundário do transformador de corrente ($V_{Sp} = \sqrt{2}V_{sec}$):
9,42 V;

Define-se então:

- Queda de tensão no diodo DS_1 (V_{Ds1}): 0,7 V
- Tensão de leitura do conversor A/D para corrente máxima na lâmpada (V_{AD}): 1,60 V;
- Valor do resistor RS_3 : 10 k Ω ;

Considerando que a tensão em CS_1 (V_{AD}) apresenta uma ondulação desprezível e que o valor médio da corrente em CS_1 é nula, obtém-se a expressão para o cálculo do resistor RS_2 , obtida a partir da igualdade dos valores médios de corrente em RS_2 e RS_3 .

$$RS_2 = \frac{RS_3 (V_{Sp} - V_{Ds1} - V_{AD}) \cos(\phi)}{\pi V_{AD}} \approx 12k\Omega \quad (4.13)$$

Onde:

$$\phi = \arcsin\left(\frac{V_{AD}}{V_{Sp} - V_{Ds1}}\right) \quad (4.14)$$

O capacitor CS_1 é calculado com base em uma frequência de corte f_C (300 Hz) estipulada para a saída do sensor, considerando uma taxa de amostragem do microcontrolador de aproximadamente 10.000 amostras por segundo.

$$C_{S1} = \frac{RS_2 + RS_3}{2\pi f_C RS_2 RS_3} \approx 100nF \quad (4.15)$$

Acrescenta-se também um diodo zener (DZS_1), para proteger a entrada do microcontrolador no caso de eventual falha de algum componente.

Na Tabela 4-3 apresenta-se um resumo dos componentes utilizados, além do transformador de corrente.

Tabela 4-3: Componentes utilizados no sensor de corrente nas lâmpadas

R_{S1}	330 Ω / 0,25 W
R_{S2}	12 k Ω
R_{S3}	10 k Ω
D_{S1}	1N4148
C_{S1}	100 nF
D_{ZS1}	5,1 V

4.3.6 Sensor de corrente nos filamentos e de desconexão das lâmpadas

O sensor apresentado neste item visa evitar que o reator eletrônico seja danificado caso ocorra o término da vida útil ou desconexão da lâmpada enquanto o reator está em modo normal de operação.

A retirada repentina da lâmpada do circuito ressonante implica em alterar a forma de operação do reator, passando a um estado igual a que se encontra durante a etapa de ignição da lâmpada.

Caso o reator estivesse operando com uma frequência de comutação próxima a da frequência natural de ressonância, a retirada das lâmpadas irá ocasionar o surgimento de uma corrente no filtro ressonante que tenderá ao infinito, destruindo os interruptores de potência.

É importante também, por critérios de segurança, detectar a presença ou não das lâmpadas antes de dar início a etapa de ignição, evitando que os bornes de alimentação fiquem energizados e acidentalmente sejam tocados por alguma pessoa.

Na Fig. 4-9 é apresentado o circuito de proteção que será implementado.

Durante a etapa de pré-aquecimento, a corrente circulante pelos filamentos Rf_1 e Rf_2 será medida por um sensor de corrente, semelhante ao apresentado em 4.3.5, porém com dois enrolamentos primários, produzindo consequentemente uma tensão no secundário proporcional a soma das correntes nos dois filamentos.

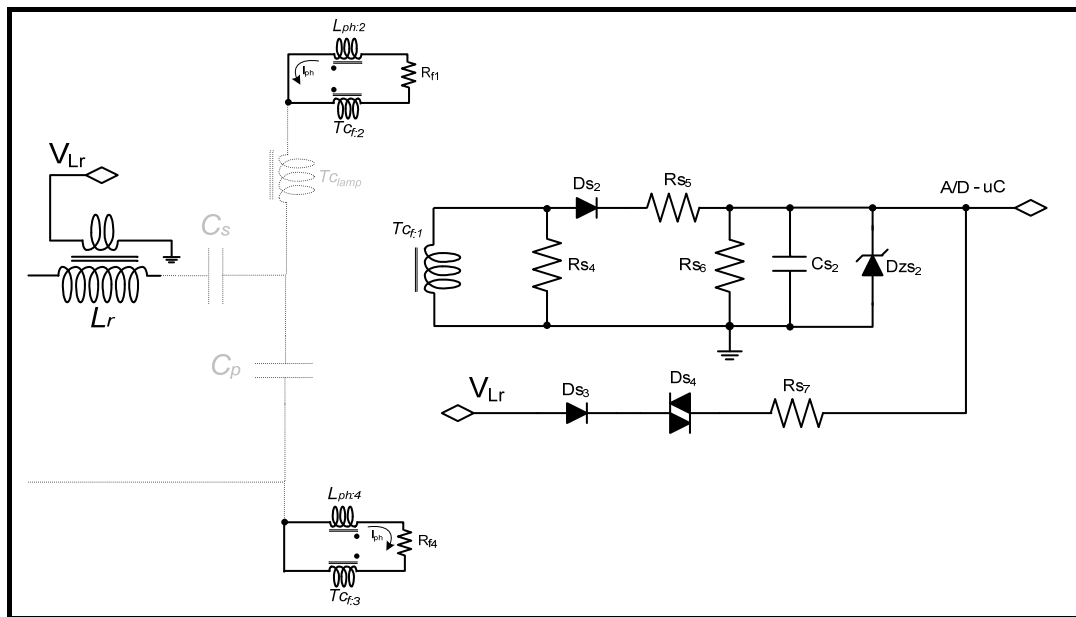


Fig. 4-9: Circuito do sensor de corrente nos filamentos e de desconexão das lâmpadas.

É importante ressaltar a necessidade de associar as polaridades das bobinas de pré-aquecimento e de medição de corrente conforme a Fig. 4-9, evitando que o fluxo magnético no transformador de corrente seja cancelado.

O microcontrolador será então responsável por realizar a leitura da corrente dos filamentos, sendo que se estiver abaixo de um determinado limite, pode-se determinar que algum filamento está rompido ou que as lâmpadas não estão conectadas.

Para detectar a desconexão das lâmpadas, será colocada uma bobina auxiliar no indutor ressonante, a qual estará conectada a um Diac.

Caso alguma lâmpada seja desconectada, irá ocorrer o aumento da corrente no indutor ressonante, induzindo uma tensão na bobina auxiliar que irá ultrapassar a tensão de ruptura do Diac (*breakdown voltage*).

O pulso de tensão gerado será então limitado pelo diodo zener Dzs_2 , sendo detectado posteriormente pelo microcontrolador que irá desativar o estágio de potência.

A especificação dos componentes deste circuito é semelhante a apresentada na seção 4.3.5, sendo que a bobina auxiliar foi ajustada em bancada, de acordo com a disponibilidade de modelos de Diac no laboratório.

Na Tabela 4-4 são apresentados os componentes utilizados.

Tabela 4-4: Componentes utilizados no sensor de corrente dos filamentos e de desconexão das lâmpadas

Rs_4	$330 \Omega / 0,25 \text{ W}$
Rs_5	$12 \text{ k}\Omega$
Rs_6	$10 \text{ k}\Omega$
Rs_7	$2,2 \text{ k}\Omega$
Ds_2 / Ds_3	1N4148
Ds_4	Diac DB3 (32 V)
Cs_2	$3,3 \text{ nF}$
Dzs_1	5.1 V

4.3.7 Sensor da tensão de alimentação

O sensor de tensão de alimentação consiste simplesmente de um divisor resistivo, conectado na tensão de alimentação do reator, sendo utilizado para determinar se a tensão está dentro da faixa de valores de operação.

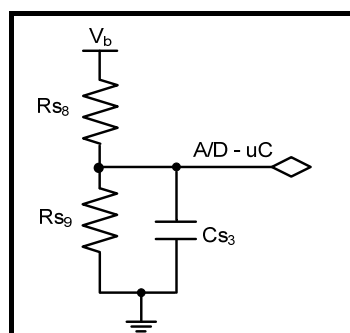


Fig. 4-10: Circuito do sensor de medição da tensão de alimentação.

Caso o valor detectado pelo microcontrolador esteja fora do especificado, o estágio de potência será desligado e o reator ficará aguardando um valor de tensão de alimentação válido.

Considerando:

- Tensão máxima de barramento (V_{b_max}): 150 V;
- Tensão desejada na entrada do conversor A/D (V_{AD}): 2,0 V;
- Valor do resistor Rs_8 : $120 \text{ k}\Omega$;

Analisando o circuito, encontra-se a expressão (4.16) para determinar o valor do resistor Rs_9 :

$$R_{S_9} = \frac{V_{AD} R_{S_8}}{V_{b_max} - V_{AD}} \approx 1,60k\Omega \quad (4.16)$$

Em conjunto, é adicionado o capacitor C_{S_3} (10 nF) para filtrar ruídos de alta frequência provenientes do barramento, que poderiam interferir na medição.

4.3.8 Fonte auxiliar

Para o funcionamento do microcontrolador e do circuito de comando dos interruptores de potência, são necessários níveis de tensão de +5 V e +15 V, tornando necessária a implementação de uma fonte de tensão auxiliar.

Devido às restrições de rendimento do reator, será descartada a implementação de uma fonte linear pura (utilizando reguladores de tensão), pois a diferença entre a tensão de entrada e os valores desejados é muito grande, ocasionando uma potência dissipada significativa.

Assim, optou-se por implementar a fonte auxiliar baseada em um conversor *Flyback*, utilizando o CI *TOP222* [35] produzido pela *Power Integrations*, o qual integra o interruptor de potência e o circuito de controle, tornando a fonte auxiliar compacta e simples de ser projetada.

Assim, o nível de tensão de +15 V será obtido por meio de um circuito comutado, enquanto que o valor de +5 V será proporcionado por um diodo zener a partir da tensão auxiliar de +15 V.

O projeto da fonte auxiliar será baseado nas seguintes especificações:

- Tensão de entrada: 77 V – 150 V;
- Tensões e correntes de saída: +15 V / 20 mA e +5 V / 30 mA;

Para a especificação dos componentes necessários, utilizou-se o software *PI Expert Suit 7.0*, fornecido pelo próprio fabricante do circuito integrado, permitindo que o projeto da fonte auxiliar fosse feito de forma rápida e otimizada. Maiores detalhes sobre a metodologia de projeto empregada pelo software podem ser encontradas em [36].

Na Fig. 4-11 é apresentado o circuito da fonte auxiliar que será utilizado.

É importante salientar que devido ao tipo de aplicação deste reator eletrônico, todos os capacitores acima de 1 μF utilizados neste projeto serão de tântalo, devido ao baixo tempo de vida útil apresentado pelos capacitores eletrolíticos quando operando em temperaturas elevadas.

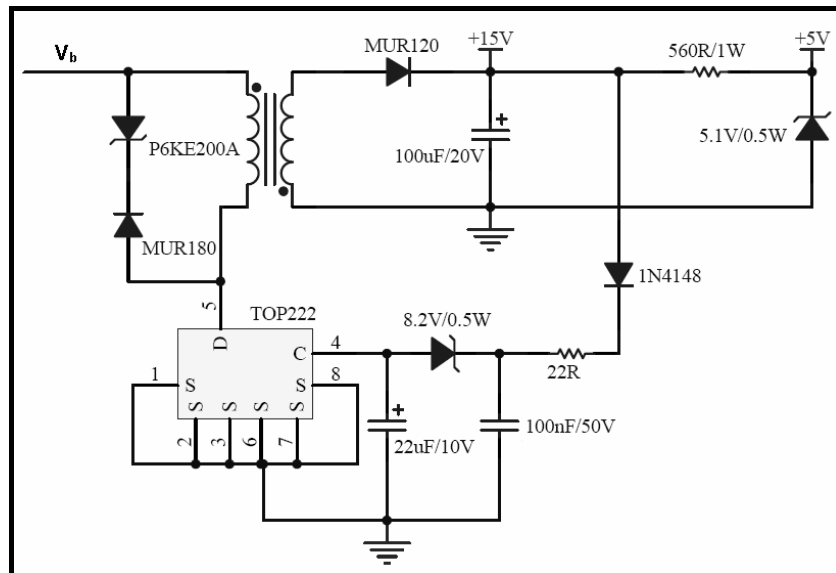


Fig. 4-11: Circuito da fonte auxiliar do reator eletrônico (versão 110 V).

4.3.9 Filtro de entrada

Visando reduzir a ondulação da corrente de entrada, bem como melhorar as características de compatibilidade eletromagnética, será adicionado um filtro LC na entrada do reator eletrônico.

Para o cálculo deste irá se utilizar o procedimento apresentado em [7].

Considera-se então a situação mais crítica de operação, que ocorre quando a tensão de alimentação é mínima (77 V), implicando nos maiores picos de corrente de entrada.

Por simulação, obteve-se:

- Corrente de pico de entrada: 850 mA;

Para este valor de corrente, a resistência vista pela fonte de alimentação é dada por:

$$R_{eq} = \frac{77}{0,85} = 90,6\Omega$$

Considerando então uma frequência de corte (f_c) igual a 6 kHz e um fator de amortecimento (ζ) igual a 0,7 calcula-se os elementos do filtro LC utilizando as equações (4.17) e (4.18).

$$C_f = \frac{1}{4\pi f_c \zeta R_{eq}} \approx 220nF \quad (4.17)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 C_f} \approx 3mH \quad (4.18)$$

4.3.10 Proteções de entrada

É necessário que o reator eletrônico apresente algumas proteções no estágio de entrada, evitando que este seja danificado ou venha a danificar outros equipamentos do barramento de alimentação, devido à ocorrência de alguma situação adversa.

Serão adicionadas as seguintes proteções:

- Proteção de sobrecorrente: será utilizado um fusível de 1 A, visando desconectar o reator da rede de alimentação caso ocorra algum curto-circuito. O fusível será do tipo efeito retardado, evitando que este seja afetado pela corrente de *inrush* dos capacitores C_{b1} e C_{b2} ;
- Proteção contra surtos de tensão: será utilizado um varistor de 175 V, visando proteger o reator contra pulsos de tensão elevados e de curta duração, que podem se propagar pelo barramento de alimentação;
- Proteção contra inversão de polaridade: Colocação de um diodo retificador (MUR120) em série com o terminal positivo de alimentação, o qual ficará reversamente polarizado caso a conexão de alimentação esteja invertida, evitando que o reator seja danificado.

4.3.11 Firmware

Uma das principais vantagens da utilização de um microcontrolador é a possibilidade de implementar um software embarcado (*firmware*), capaz de gerenciar as ações do reator eletrônico de acordo com as informações provenientes de sensores.

Na Fig. 4-12 é mostrada uma representação da máquina de estados que será implementada, descrevendo as possíveis situações de operação do reator.

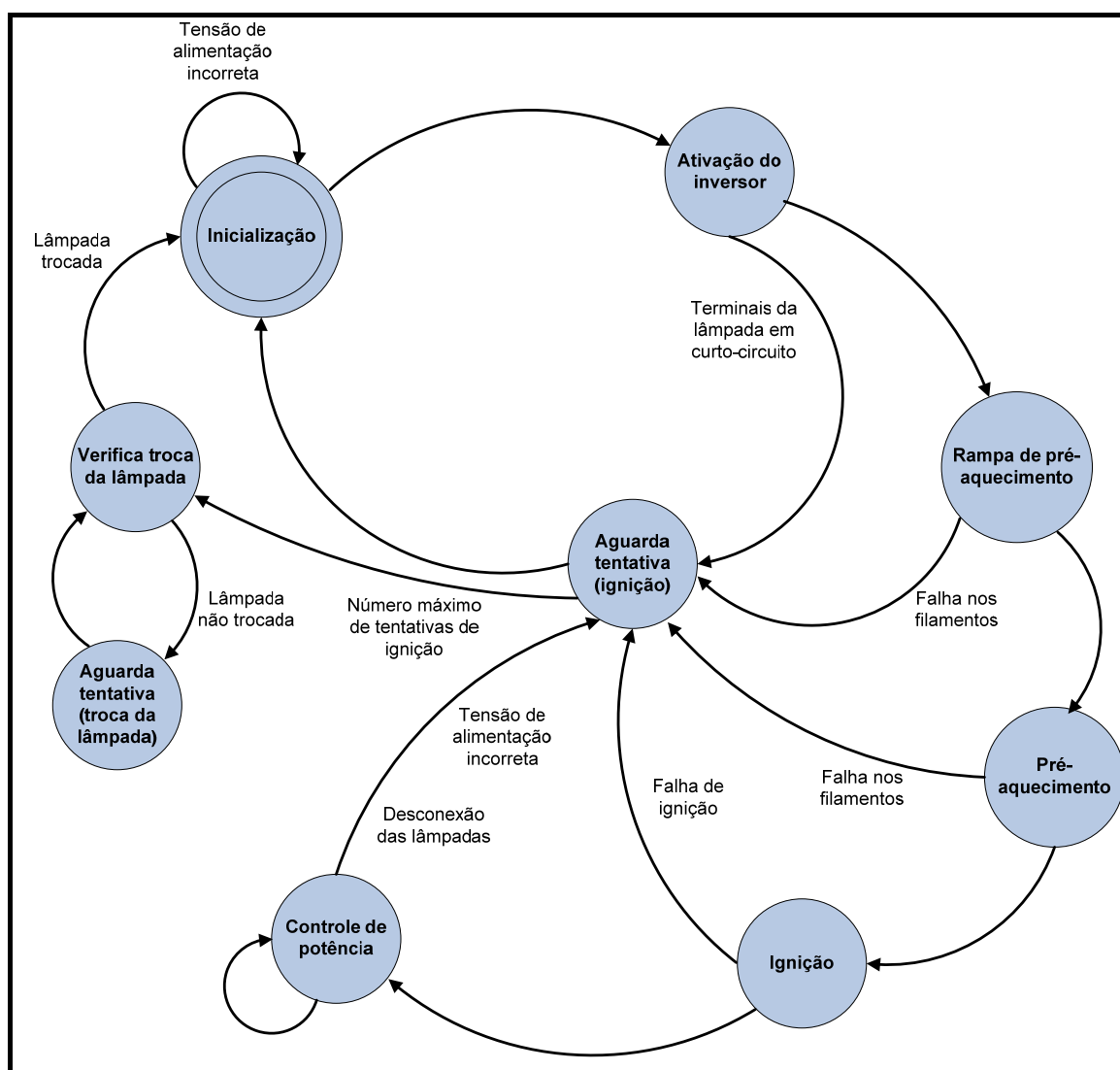


Fig. 4-12: Representação da máquina de estados implementada no microcontrolador para gerenciamento das funções do reator eletrônico.

Cada estado irá executar determinadas atividades, as quais irão inicialmente caracterizar a sequência aquecimento-ignição-operação, passando posteriormente a controlar a potência fornecida à lâmpada e monitorar os parâmetros de proteção.

Em seguida, serão detalhadas as atividades executadas em cada estado de funcionamento, sendo que um fluxograma geral do *firmware* encontra-se no Anexo III.

4.3.11.1 Inicialização

Posição inicial da máquina de estados (após o *reset* interno no microcontrolador) atribuindo valores iniciais para os registradores dos periféricos, pinos de entrada e saída e variáveis em memória volátil.

Posteriormente é realizada a medição da tensão de alimentação, definindo a frequência inicial de comutação que será utilizada para o pré-aquecimento dos filamentos.

A execução do *firmware* passa então para a ativação do inversor ou mantém-se no mesmo estado, caso o valor da tensão de alimentação não seja válido.

4.3.11.2 Ativação do inversor

Nesse estado é habilitado o periférico de PWM do microcontrolador, ativando o circuito de potência do reator eletrônico formado pelo inversor meia-ponte e pelo filtro ressonante.

Como a frequência de comutação inicial será muito distante da frequência natural do filtro ressonante, a tensão aplicada na lâmpada não é suficiente para a sua ignição. Dessa forma, espera-se que a corrente na lâmpada seja nula, passando para a execução da rampa de pré-aquecimento.

Caso seja detectada corrente na lâmpada, pode-se concluir que existe um curto-circuito na saída do reator, o qual representa uma falha de operação, forçando a desativação automática do circuito de potência e a espera por uma nova tentativa de ativação após 2,5 s.

4.3.11.3 Rampa de pré-aquecimento

Após a ativação do inversor de tensão é habilitado o circuito de pré-aquecimento, fornecendo tensão aos filamentos da lâmpada.

Utiliza-se uma frequência de comutação inicial (de acordo com a tensão de alimentação medida no estado de inicialização), a qual será reduzida a cada 10 ms com a mínima variação de frequência de comutação permitida pelo microcontrolador.

A redução da frequência de comutação proporciona o incremento gradual da tensão aplicada nos filamentos, sendo que após 200 ms é efetuada a verificação da existência de corrente nos mesmos.

Caso o valor medido seja superior a um valor mínimo estipulado, conclui-se que existe lâmpadas conectadas ao reator e com filamentos funcionais, permitindo a conclusão da etapa de aquecimento.

Do contrário, os circuitos de pré-aquecimento e de potência são desabilitados, aguardando uma nova tentativa após 2,5 s.

4.3.11.4 Pré-aquecimento

Neste estado o reator simplesmente termina o processo de pré-aquecimento, desabilitando o circuito correspondente após o período de 1 s, passando ao estado de ignição.

4.3.11.5 Ignição

Finalizada a etapa de pré-aquecimento, a frequência de comutação é configurada para 65 kHz, sendo posteriormente reduzida em intervalos de 10 ms.

A cada mudança de frequência é verificada a leitura da corrente na lâmpada, sendo que a partir do momento que esta não é nula, detecta-se a ocorrência da ignição, passando ao estado de controle de potência.

Na Fig. 3-13 pode ser vista uma representação do processo de ignição, sendo que alguns valores de tensão e frequência envolvidos dependem da potência da lâmpada utilizada.

Será monitorado também, a cada alteração da frequência de comutação, o sensor de detecção de desconexão das lâmpadas, o qual reflete a situação do indutor ressonante, estando este próximo ou não do valor máximo de corrente de saturação.

O cuidado acima descrito é necessário caso se esteja utilizando uma lâmpada com problemas de ionização (mas com os filamentos intactos), que demandaria uma tensão de ignição acima do especificado e que poderia causar danos ao reator eletrônico.

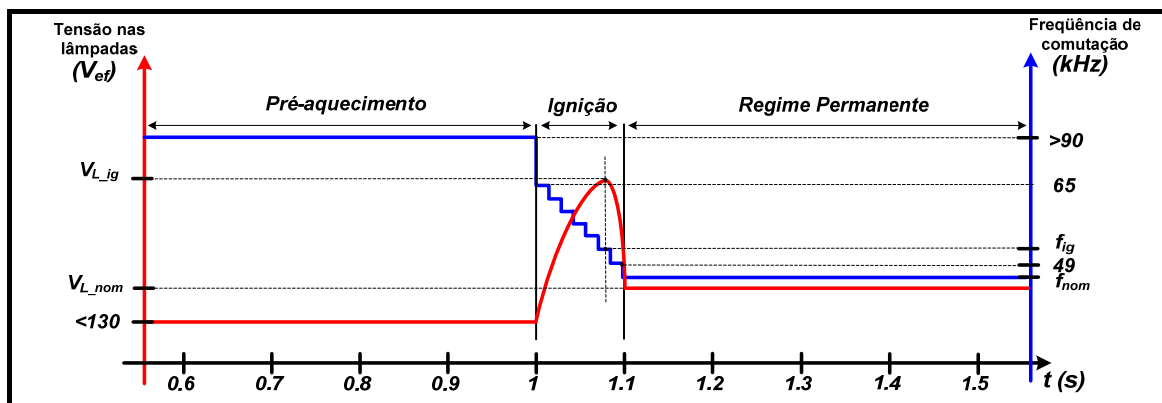


Fig. 4-13: Representação do processo de ignição da lâmpada proporcionado pelo reator eletrônico.

Outra situação possível de falha é caso não seja possível acionar a lâmpada com uma frequência mínima de comutação de ignição (49 kHz) a qual é necessária quando o reator é alimentado com a mínima tensão de operação (77 V).

Dessa forma, detectada alguma das situações de falha, é cancelado o processo de ignição, aguardando uma nova tentativa após 2,5 s.

4.3.11.6 Controle de potência

Após a ignição, o programa passa a executar a rotina de controle de potência, a qual consiste em realizar a medição da corrente na lâmpada e variar a frequência de comutação de acordo com o erro encontrado.

Caso a corrente medida seja superior ao valor desejado de 170 mA, a frequência de comutação é incrementada até o valor máximo de 65 kHz. Se for inferior ao valor nominal, a frequência de comutação é decrementada até o valor mínimo de 45 kHz.

A cada iteração realizada, são verificados os valores da tensão de alimentação e o sensor de desconexão da lâmpada. Caso seja detectada alguma falha, o circuito de potência é desativado, aguardando 2,5 s para voltar ao estado de inicialização. Do contrário, o *firmware* permanecerá neste estado indefinidamente.

É importante observar que o mecanismo de controle implementado comporta-se como um integrador puro, apresentando uma dinâmica de controle bastante lenta.

Porém, é compatível com a aplicação de iluminação, a qual exige apenas o cuidado com relação aos cintilamentos da intensidade luminosa, os quais apresentam maior influência na visão humana quando ocorrem na frequência de 8,8 Hz (114 ms) [37].

Estima-se que cada ação de controle (variação da frequência de comutação), considerando o tempo de leitura dos sensores, seja gerada dentro de um tempo de aproximadamente 1 ms, permitindo variar toda a faixa de controle de frequência em um tempo máximo de 55 ms.

Dessa forma, seria necessária uma situação hipotética de variação constante da tensão de alimentação entre o valor máximo e o valor mínimo para que cintilamentos significativos pudessem ser observados.

4.3.11.7 Aguarda tentativa (ignição)

Detectada alguma situação de falha, a execução do *firmware* é deslocada para este estado, onde é aguardado o tempo de 2,5 s até o retorno ao estado de inicialização.

Caso a situação de falha detectada tenha ocorrido no estado de ignição, será incrementado um contador até um limite máximo de 10 tentativas. Acima deste valor, define-se que a lâmpada está danificada, passando a um estado onde é verificada a troca de lâmpada.

4.3.11.8 Verifica troca da lâmpada

Para verificar a troca da lâmpada, é ativado o circuito de pré-aquecimento para se detectar a presença dos filamentos.

Caso seja medido um valor mínimo de corrente, conclui-se que a lâmpada defeituosa ainda está presente. O pré-aquecimento é então desligado passando ao estado de espera por um novo teste de troca de lâmpadas.

Se não for detectada corrente, significa que a lâmpada danificada foi retirada ou ocorreu o rompimento dos filamentos. Dessa forma, a execução do programa passa para o estado de inicialização, aguardando a detecção de uma nova lâmpada.

4.3.11.9 Aguarda tentativa (troca da lâmpada)

Neste estado simplesmente aguarda-se o tempo de 2,5 s até o retorno ao estado de teste da troca da lâmpada. Observa-se que este tempo pode ser alterado previamente durante a programação do *firmware*.

4.4 Simulações

O projeto do reator eletrônico foi simulado utilizando o programa *PSIM 6.0*, sendo cada etapa de funcionamento analisada separadamente.

As simulações foram realizadas sem controle de potência, sendo que o interesse principal é verificar a fidelidade dos valores calculados no item 4.3.2.4 em determinados pontos de operação.

4.4.1 Etapa de pré-aquecimento

A simulação da etapa de pré-aquecimento foi realizada para verificar se era possível atingir o valor máximo de tensão de pré-aquecimento (9,3 V) utilizando os componentes calculados no item 4.3.4.

Verificou-se também os valores de corrente eficaz e de pico no indutor acoplado, utilizados posteriormente para fabricação do elemento magnético.

Na Fig. 4-14 é mostrado o circuito simulado, onde a fonte de tensão V_{inv} representa a tensão quadrada proporcionada pelo inversor meia ponte.

Foram simuladas 8 diferentes situações, envolvendo os limites da tensão de alimentação do reator e 4 diferentes valores de frequência de comutação.

É importante ressaltar que não foi considerada a variação da resistência dos filamentos em função da temperatura, utilizando-se apenas o valor do resistor de substituição dos filamentos fornecido pelos fabricantes de lâmpadas.

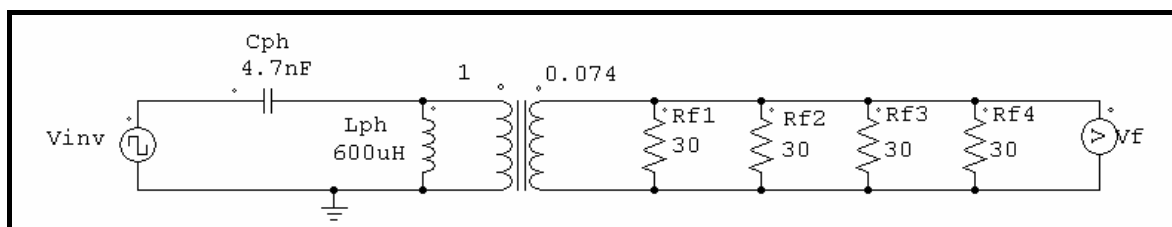


Fig. 4-14: Circuito simulado referente ao pré-aquecimento dos filamentos.

Os resultados de simulação podem ser vistos na Tabela 4-5 (frequência de comutação - f_s ; corrente eficaz e de pico no circuito ressonante de pré-aquecimento - I_{Inv_ef} ,

I_{Inv_pico} ; tensão eficaz nos filamentos - V_{f_ef}), onde a linha em destaque representa a situação de maior corrente no elemento magnético.

Observa-se que para a tensão de entrada de 77 V, a frequência de comutação na etapa de pré-aquecimento poderá variar aproximadamente de 140 kHz à 105 kHz para atender as especificações apresentadas no item 4.3.4. Entretanto, para a alimentação em 150 V, a frequência deverá variar de 270 kHz à 140 kHz.

Dessa forma, serão necessários diferentes intervalos de frequência de pré-aquecimento (de acordo com a tensão de entrada), permitindo fornecer a energia aos filamentos dentro dos limites especificados.

Tabela 4-5: Resultados de simulação do circuito de pré-aquecimento.

V_{Inv_pico} [V]	f_s [kHz]	I_{Inv_ef} [mA]	I_{Inv_pico} [mA]	V_{f_ef} [V]
77 V	270	50,0	89,0	3,2
	140	124,0	188,0	4,7
	120	188,0	263,0	6,1
	105	300,0	415,0	8,7
150 V	270	97,0	175,0	5,8
	140	242,0	365,0	9,1
	120	368,0	512,0	11,9
	105	595,0	809,0	16,8

4.4.2 Etapa de ignição

A etapa de ignição foi simulada visando verificar os esforços máximos de tensão e de corrente nos componentes do filtro ressonante e nos interruptores de potência.

O circuito utilizado para esta simulação é mostrado na Fig. 4-15, porém sem o resistor R_L que representa a lâmpada.

A simulação foi realizada considerando a máxima tensão de alimentação (150 V), utilizando inicialmente uma frequência de comutação de 100 kHz, sendo reduzida a cada 10 ms até o valor mínimo de 51,7 kHz (calculado em 4.3.2.6).

Na Fig. 4-16, observa-se as formas de onda obtidas, sendo V_L a tensão na lâmpada e I_{AB} a corrente na entrada do filtro ressonante.

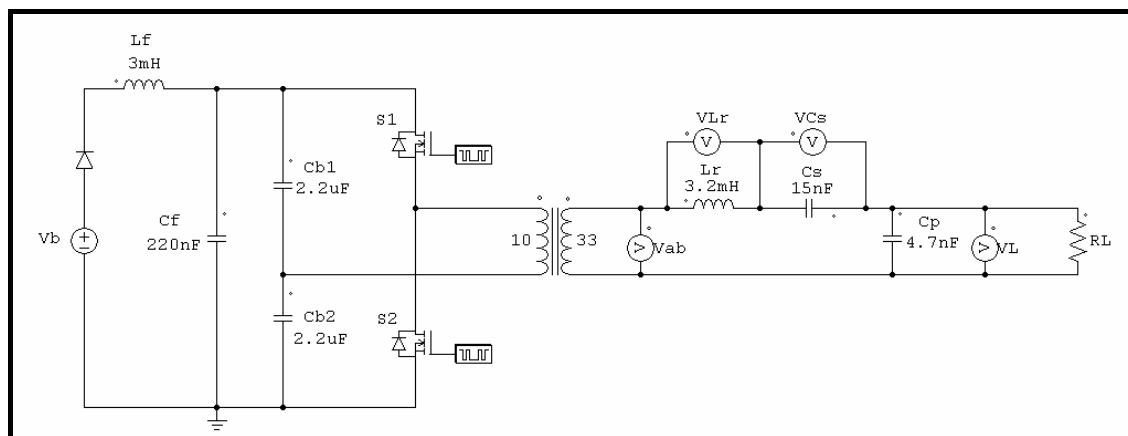


Fig. 4-15: Circuito de simulação do reator eletrônico.

A partir do instante 30 ms, a frequência de comutação passa a ser reduzida em degraus, incrementando o valor da tensão aplicada na lâmpada.

Na prática, no momento que a tensão aplicada proporcionar o surgimento da corrente na lâmpada, muda-se o estado de operação do reator, passando a operar em regime permanente.

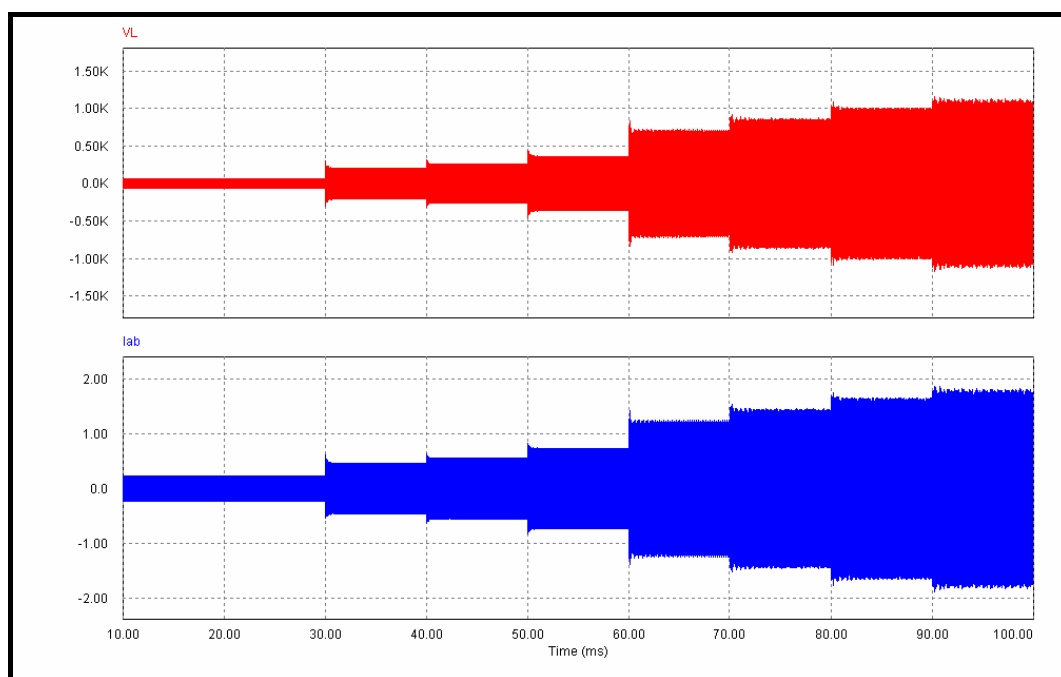


Fig. 4-16: Formas de onda da tensão na lâmpada (V_L) e corrente na entrada do filtro ressonante (I_{AB}) durante a etapa de ignição.

Na **Erro! Auto-referência de indicador não válida.** são apresentados os valores de corrente de pico nos interruptores de potência ($I_{S1,2_pico}$) e na entrada do filtro ressonante

(I_{AB_pico}) além dos valores de tensão eficaz no indutor ressonante (V_{Lr}), no capacitor série (V_{Cs}) e na lâmpada. (V_L).

Observa-se que os valores máximos obtidos ($f_s = 51,7kHz$) estão de acordo com os valores calculados no item 4.3.2.6.

Tabela 4-6: Resultados de simulação do reator eletrônico na etapa de ignição.

f_s [kHz]	I_{AB_pico} [A]	$I_{S1,2_pico}$ [A]	V_{Lr} [V]	V_{Cs} [V]	V_L [V]
100	0,23	0,78	297,7	13,7	43,8
70	0,46	1,47	416,7	42,2	133,2
65	0,56	1,84	474,3	56,3	176,6
60	0,74	2,43	576,2	81,1	258,9
55	1,25	4,13	824,6	140,5	449,2
53	1,45	4,8	1.025,2	188,4	600,2
52,2	1,66	5,4	1.150,0	218,0	696,8
51,7	1,79	6,0	1.250,0	242,0	772,4

4.4.3 Operação em regime permanente

Utilizando o circuito da Fig. 4-15, foi realizada a simulação do funcionamento do reator eletrônico em regime permanente:

Considerou-se os valores de V_b iguais a 77 e 150 V e os valores de R_L iguais a 480,3 e 1.248 Ω , representando as lâmpadas de 14 e 35 W respectivamente.

Nas figuras Fig. 4-17 e Fig. 4-18 são mostradas as formas de onda da tensão na lâmpada (V_L) e da tensão e corrente na entrada do filtro ressonante (V_{AB} e I_{AB}) para as quatro combinações possíveis de tensão de entrada e de potência de saída.

Pode-se observar que o formato da tensão na lâmpada é praticamente senoidal e que a corrente na entrada do filtro ressonante está atrasada em relação a tensão, sendo que o valor mínimo é visto na Fig. 4-17 (b)

Na Tabela 4-7 são apresentados os resultados de simulação obtidos, os quais estão em conformidade com os valores previamente calculados.

Nota-se que para toda a faixa de operação, o fator de crista da corrente na lâmpada está de acordo com o especificado na norma [18], sendo inferior a 1,7.

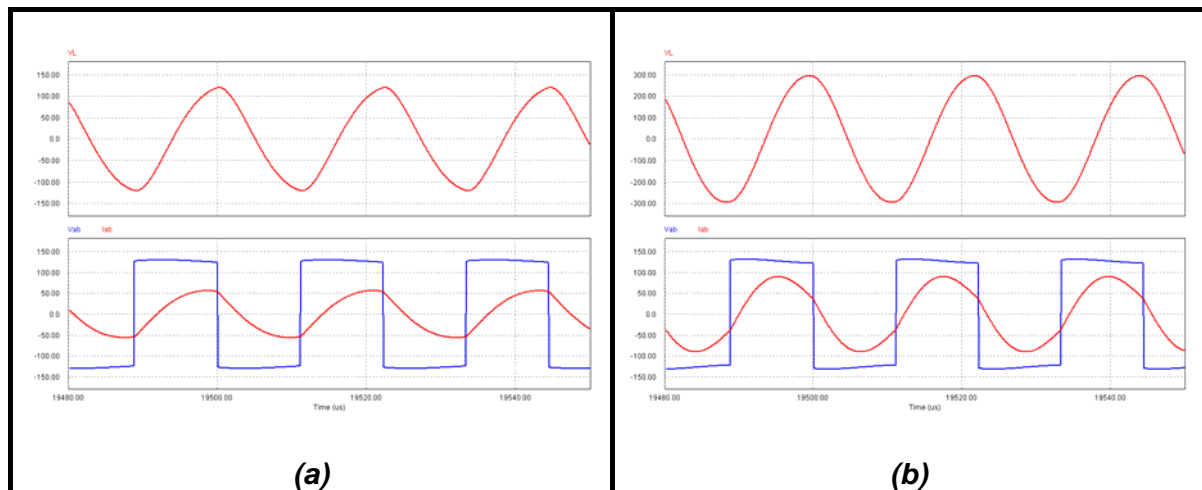


Fig. 4-17: Formas de onda da tensão na lâmpada (superior) e corrente e tensão na entrada do filtro ressonante (inferior) considerando a tensão de alimentação em 77 V e as duas situações de potência de saída - (a) lâmpada de 14 W, (b) lâmpada de 35 W.

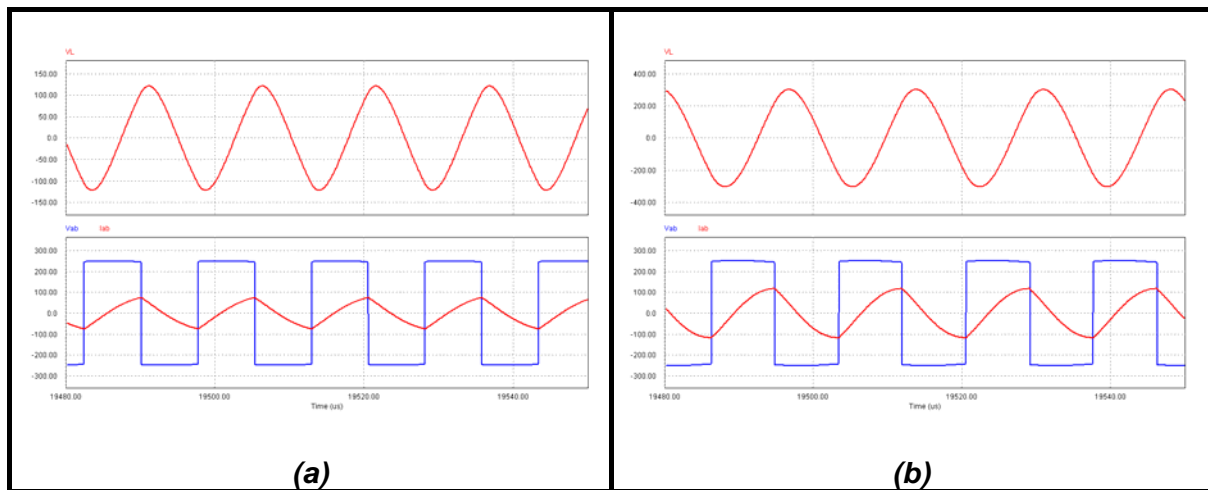


Fig. 4-18: Formas de onda da tensão na lâmpada (superior) e corrente e tensão na entrada do filtro ressonante (inferior) considerando a tensão de alimentação em 150 V e as duas situações de potência de saída - (a) lâmpada de 14 W, (b) lâmpada de 35 W.

Tabela 4-7: Resultados calculados e simulados do reator eletrônico em regime permanente.

V_b [V]	R_L [Ω]	f_s [kHz] (Calculado)	I_{AB} [mA]		$\angle I_{AB}$ [°]		V_L [V]		Fator de crista I_L (Simul.)
			Calc.	Simul.	Calc.	Simul.	Calc.	Simul.	
77	480,3	45,0	202	205	-52,8	-45,4	82,0	82,5	1,46
	1248,0	45,0	324	324	-19,3	-22,7	209,0	208,1	1,41
150	480,3	65,7	233	235	-74,4	-75,7	82,0	81,4	1,49
	1248,0	58,4	397	398	-66,7	-63,1	209,0	207,2	1,45

4.5 Resultados experimentais

Com o objetivo principal de consolidar o projeto apresentado neste capítulo, foi construído um protótipo do reator eletrônico (Fig. 4-19), baseado no diagrama elétrico presente no Anexo IV.

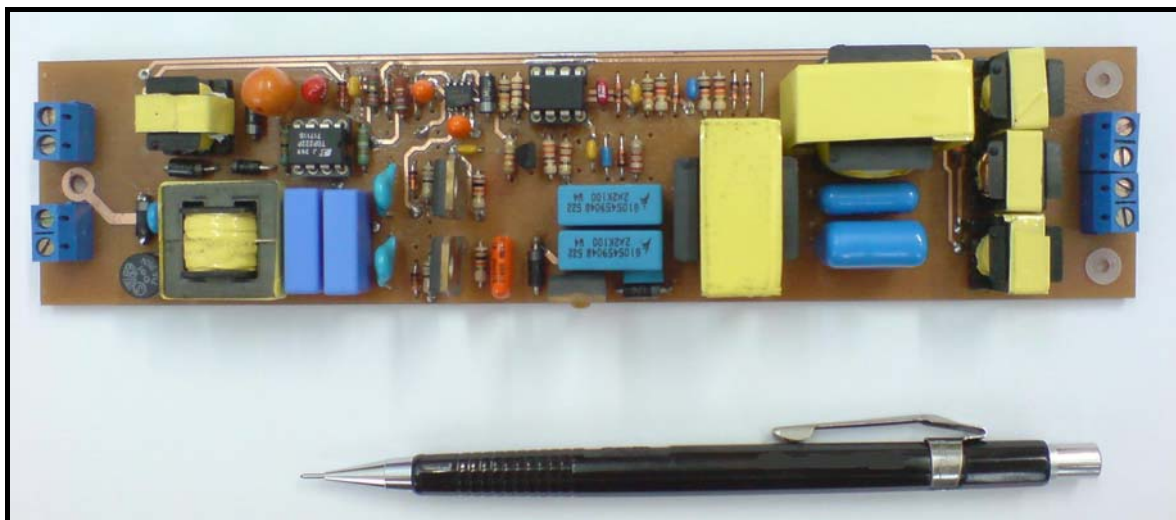


Fig. 4-19: Foto do protótipo do reator eletrônico alimentado em 110 V cc.

Na sequência, serão apresentados os resultados obtidos com o protótipo, sendo que todas as formas de onda foram adquiridas utilizando a tensão de alimentação em 110 V, lâmpadas de 14 W fabricadas pela Osram (modelo FH 14W/830HE Lumilux Warm White) ou lâmpadas de 35 W fabricadas pela Narva (modelo LT35WT5/840 - Cool White).

4.5.1 Etapa de pré-aquecimento

Na Fig. 4-20 são mostradas as formas de onda da tensão (Ch1) da corrente (Ch2) e da potência (M1) em um dos filamentos da lâmpada durante a etapa de pré-aquecimento. A partir do cálculo da área da forma de onda da potência instantânea, obtém-se posteriormente a energia fornecida ao filamento.

É possível observar a rampa de elevação da tensão de pré-aquecimento com duração de aproximadamente 200 ms, sendo que após este instante o valor da tensão mantém-se constante.

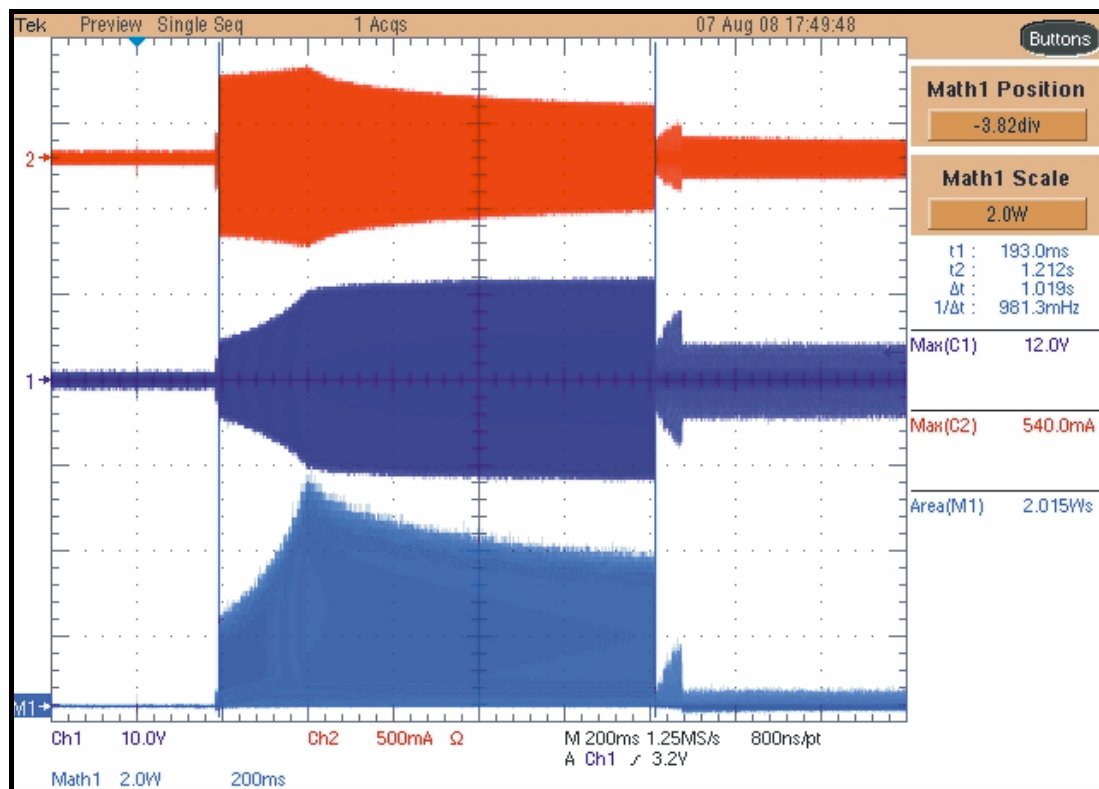


Fig. 4-20: Formas de onda da tensão (Ch1), corrente (Ch2) e potência (M1) de pré-aquecimento.

Entretanto, na medida em que o filamento é aquecido, a sua resistência aumenta, implicando na redução da corrente que circula pelo mesmo.

Na Fig. 4-21 é mostrado o detalhe da tensão e da corrente no filamento ao final da etapa de pré-aquecimento, obtendo-se os seus respectivos valores eficazes, permitindo calcular a resistência do filamento aquecido.

Por fim, apresenta-se na Fig. 4-22 a tensão no filamento após a desconexão do circuito de pré-aquecimento.

Observa-se a existência de picos de tensão no filamento, ocasionados pela tensão em alta frequência do inversor meia-ponte sobre a capacitância parasita do interruptor do circuito de pré-aquecimento, porém, por serem extremamente curtos, não ocasionam um valor eficaz expressivo que contribuísse para o desgaste do filamento.

Baseado nas formas de ondas adquiridas, apresenta-se na Tabela 4-8 um comparativo entre os valores especificados e os obtidos no protótipo, com relação às grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento.

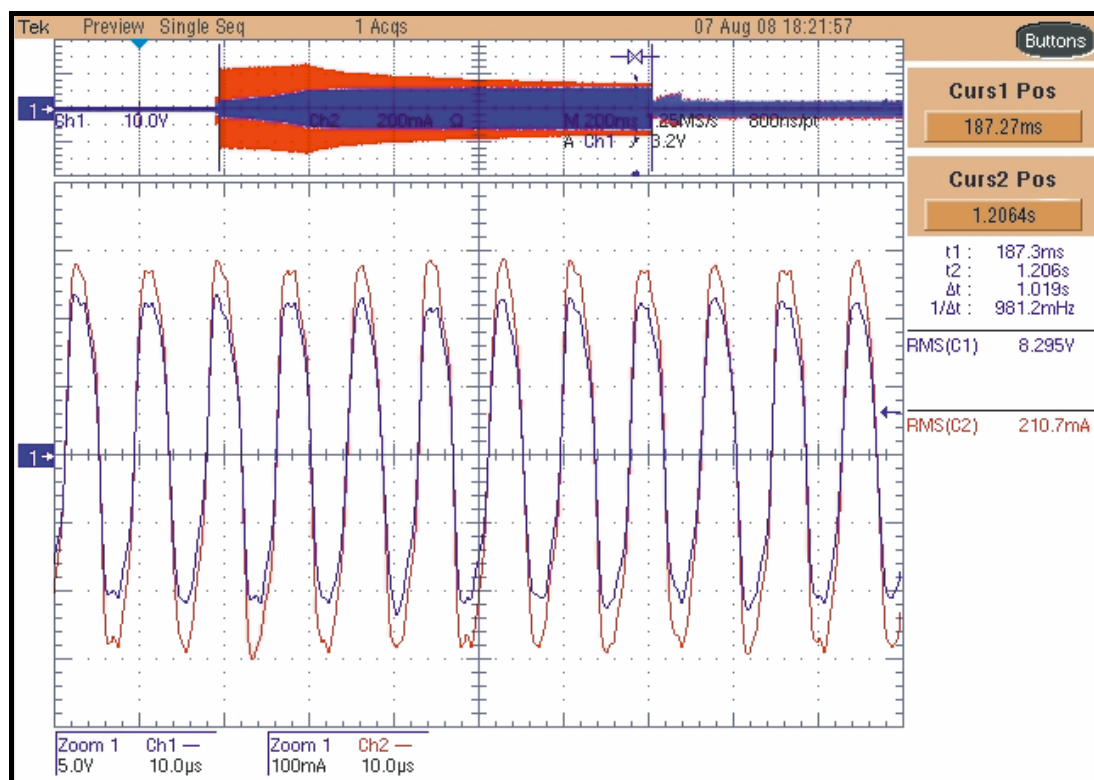


Fig. 4-21: Detalhe das formas de onda de tensão (Ch1) e corrente (Ch2) de pré-aquecimento.

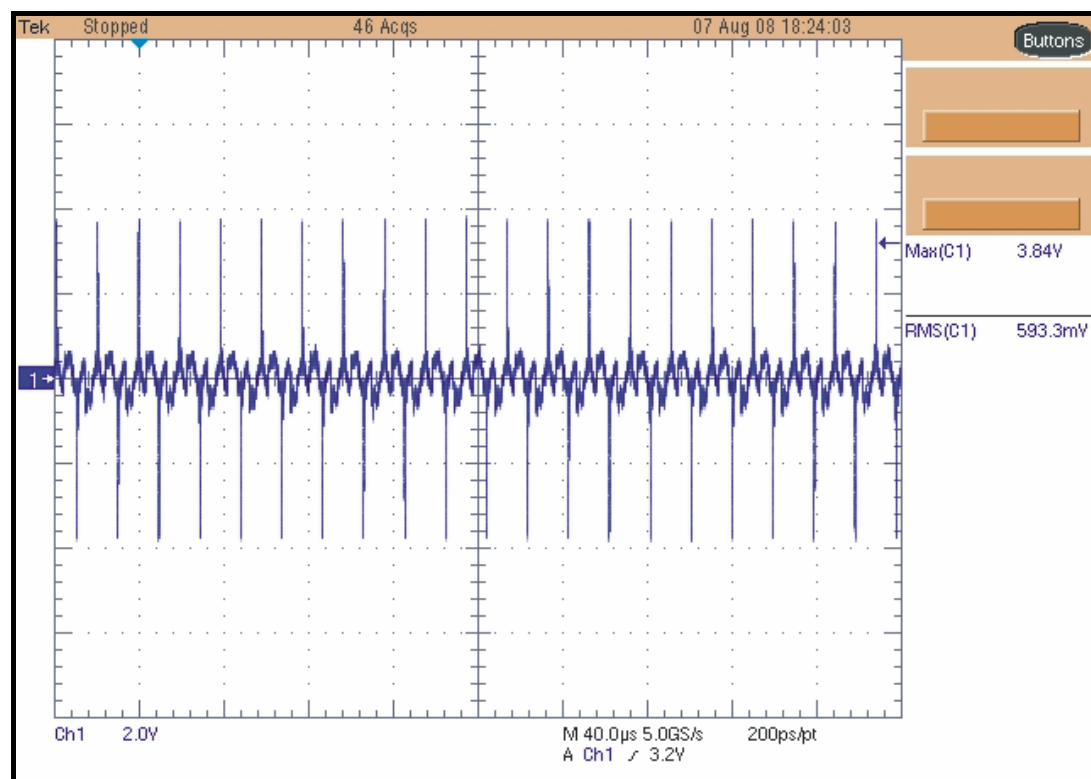


Fig. 4-22: Forma de onda da tensão nos filamentos após a desconexão do circuito de pré-aquecimento.

Tabela 4-8: Comparação entre os valores especificados e obtidos no protótipo, com relação as grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento (versão 110 V).

Parâmetro	Especificado	Obtido
Tempo de pré-aquecimento	1,00 s	1,02 s
Tensão de pico no filamento	< 17,00 V	12,00 V
Corrente de pico no filamento	-	540,0 mA
Tensão eficaz no filamento (ao final do pré-aquecimento)	< 9,3 V	8,3 V
Corrente eficaz no filamento (ao final do pré-aquecimento)	-	210,7 mA
Resistência do filamento aquecido	-	39,39 Ω
Resistência do filamento frio (temperatura ambiente de 25°C)	9,0 Ω	8,8 Ω
Relação entre a resistência do filamento aquecido e frio (R_{hc})	$4,0 < R_{hc} < 5,5$	4,47
Tensão eficaz no filamento após a etapa de pré-aquecimento	0 V	0,6 V
Tensão nos terminais da lâmpada durante o pré-aquecimento	<130 V	24,2 V

Utilizando o osciloscópio, mediu-se também a energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de entrada (Tabela 4-9), lembrando que para o aquecimento adequado dos filamentos, a energia fornecida deve ser entre 1,65 e 2,90 J para o tempo utilizado de 1s.

Tabela 4-9: Energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de entrada (versão 110 V).

Tensão de alimentação [V]	Energia fornecida aos filamentos [J]
77,28	1,75
90,15	2,30
110,00	2,02
128,00	1,87
135,00	2,00
150,00	2,30

4.5.2 Etapa de ignição

Finalizado o período de pré-aquecimento é iniciada a etapa de ignição, elevando-se a tensão aplicada na lâmpada até a abertura do arco elétrico no interior do tubo de descarga.

Na Fig. 4-23 e Fig. 4-24 é exibida a tensão nos filamentos da lâmpada (Ch1), sendo que a partir do instante 1,02 s são aplicados degraus de tensão nos terminais da lâmpada (Ch4) até o instante 1,097 s quando esta passa a conduzir a corrente elétrica (Ch3).

Para a aquisição das formas de onda utilizou-se uma lâmpada de 35 W, a qual necessita da maior tensão de ignição fornecida pelo reator.

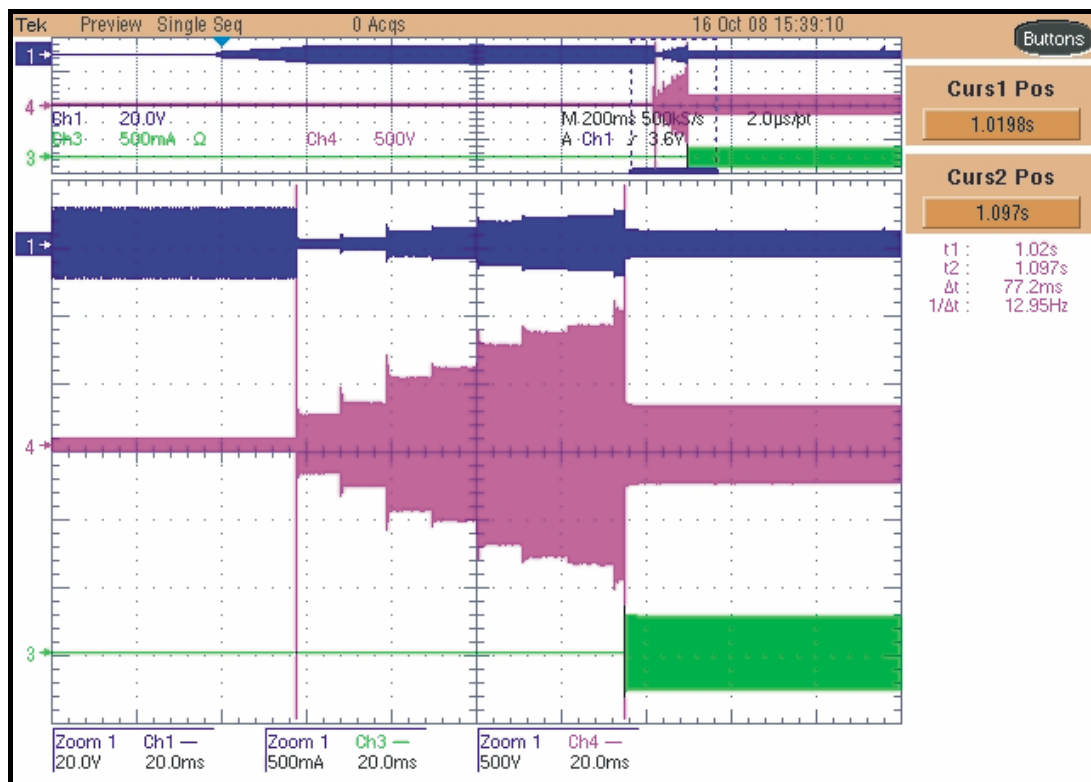


Fig. 4-23: Formas de onda da tensão no filamento (Ch1) e da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 110 V).

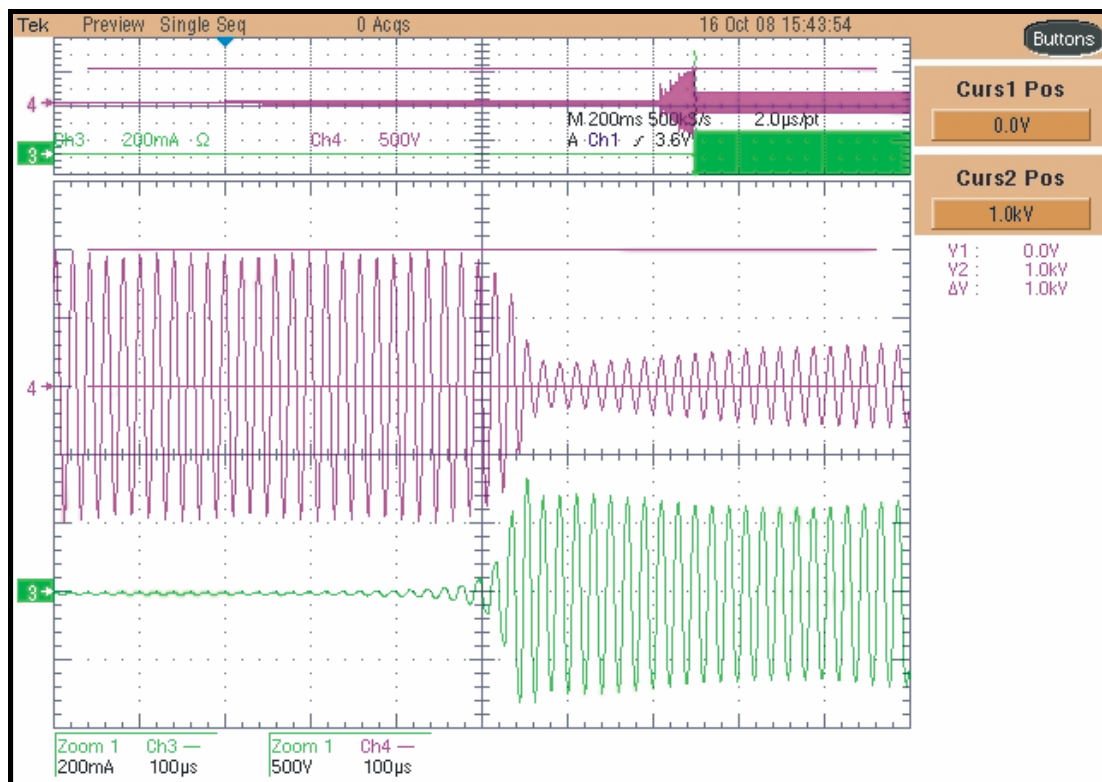


Fig. 4-24: Detalhe da tensão de ignição (Ch1) e da corrente (Ch3) na lâmpada de 35 W.

É possível observar que o máximo valor eficaz da tensão gerada foi de 709 V (1.000 V de pico), inferior ao valor máximo estipulado de 800 V, e que o tempo de transição entre o término do pré-aquecimento e a ignição da lâmpada foi de 77,2 ms, o qual está em conformidade com [18] que estipula um tempo máximo de 100 ms.

4.5.3 Operação em regime permanente

Após a ignição, as formas de onda da tensão e da corrente nas lâmpadas de 14 W e 35 W são exibidas nas Fig. 4-25 e Fig. 4-26 respectivamente.

Observa-se que para ambas as potências, as formas de onda da corrente e da tensão são praticamente iguais e em fase, comprovando o modelo resistivo adotado para a lâmpada quando esta opera em alta frequência.

Para as formas de onda exibidas, o fator de crista da corrente obtido para a lâmpada de 14 W foi de 1,37 e para a lâmpada de 35 W foi de 1,30, estando em conformidade com a norma [18] que especifica um fator de crista máximo de 1,70.

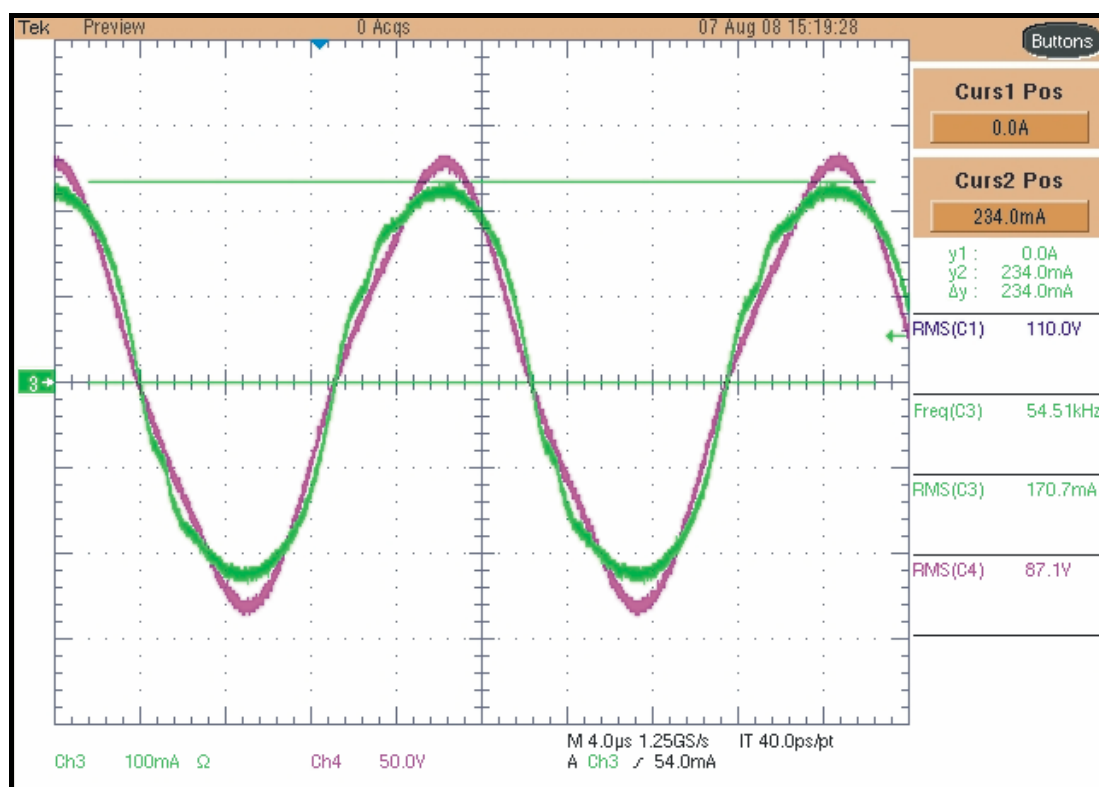


Fig. 4-25: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 14 W (versão 110 V).

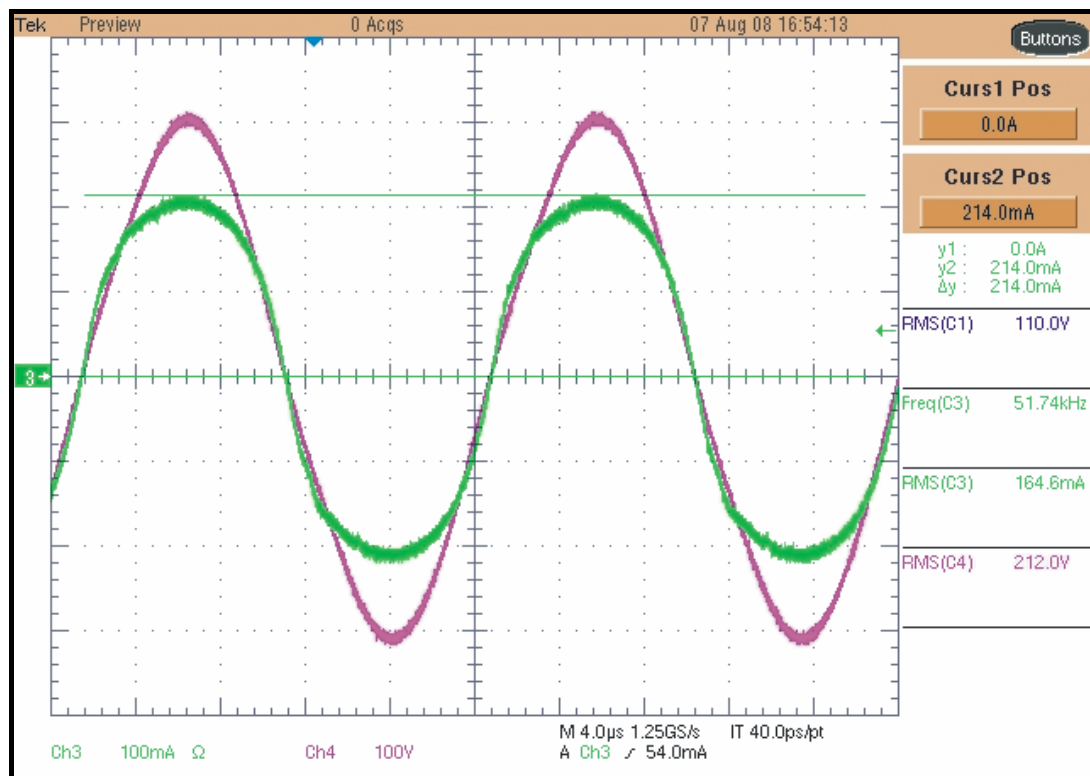


Fig. 4-26: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 110 V).

4.5.4 Controle de potência e rendimento

Para verificar a efetividade do controle de potência da lâmpada, foram realizadas medições com diferentes valores da tensão de alimentação, cujos resultados são apresentados na Tabela 4-10 e Tabela 4-11 utilizando as lâmpadas de 14 W e 35 W respectivamente.

São apresentados os valores da tensão, da corrente e da potência de entrada (V_{in} , I_{in} e P_{in}), os valores de tensão, de corrente e de potência nas lâmpadas (V_L , I_L e P_L), o rendimento (η) e a frequência de comutação (f_s) ajustada pelo mecanismo de controle.

As medições foram realizadas com um osciloscópio calibrado, em temperatura ambiente de 25°C, colocando a placa do reator dentro de uma caixa metálica fechada e aguardado 15 minutos de operação antes de realizar cada medida.

Observa-se que praticamente em todos os pontos foi possível ajustar o valor da potência nominal nas lâmpadas, com exceção do primeiro ponto da Tabela 4-11, cuja potência aplicada foi de 33,45 W, inferior ao valor nominal, porém dentro da tolerância de 10% na faixa de 77 a 90 V, definida nas especificações apresentadas no item 4.2.

Tabela 4-10: Resultados com a lâmpada de 14 W (versão 110 V).

V _{in} [V]	I _{in} [mA]	P _{in} [W]	V _L [V]	I _L [mA]	I _{Lpico} [mA]	P _L [W]	FC	n [%]	f _s [kHz]
77,28	219,7	16,98	88,05	165,1	220,0	14,54	1,33	85,62%	45,48
90,15	195,3	17,61	86,88	170,4	228,0	14,80	1,34	84,09%	48,73
110,00	163,8	18,02	87,10	170,7	234,0	14,87	1,37	82,52%	54,51
128,10	146,1	18,72	88,46	170,5	228,0	15,08	1,34	80,59%	58,94
135,00	137,7	18,59	87,94	168,0	224,0	14,77	1,33	79,47%	62,53
150,00	125,1	18,77	88,14	168,5	224,0	14,85	1,33	79,15%	65,57
76,30			off						
150,50			off						

Tabela 4-11: Resultados com a lâmpada de 35 W (versão 110 V).

V _{in} [V]	I _{in} [mA]	P _{in} [W]	V _L [V]	I _L [mA]	I _{Lpico} [mA]	P _L [W]	FC	n [%]	f _s [kHz]
77,34	493,6	38,18	212,1	157,7	210,0	33,45	1,33	87,62%	45,50
90,04	442,7	39,86	210,4	166,4	220,0	35,01	1,32	87,83%	47,95
110,00	365,2	40,17	212,0	164,6	214,0	34,90	1,30	86,86%	51,74
128,00	323,9	41,46	210,0	168,5	220,0	35,39	1,31	85,35%	54,09
135,00	301,1	40,65	212,4	162,2	210,0	34,45	1,29	84,75%	55,46
150,00	279,1	41,87	211,3	165,0	214,0	34,86	1,30	83,28%	56,94
76,80			off						
150,30			off						

Considerando as medições realizadas, é exibido na Fig. 4-27 um gráfico do rendimento do reator eletrônico de acordo com a tensão de alimentação.

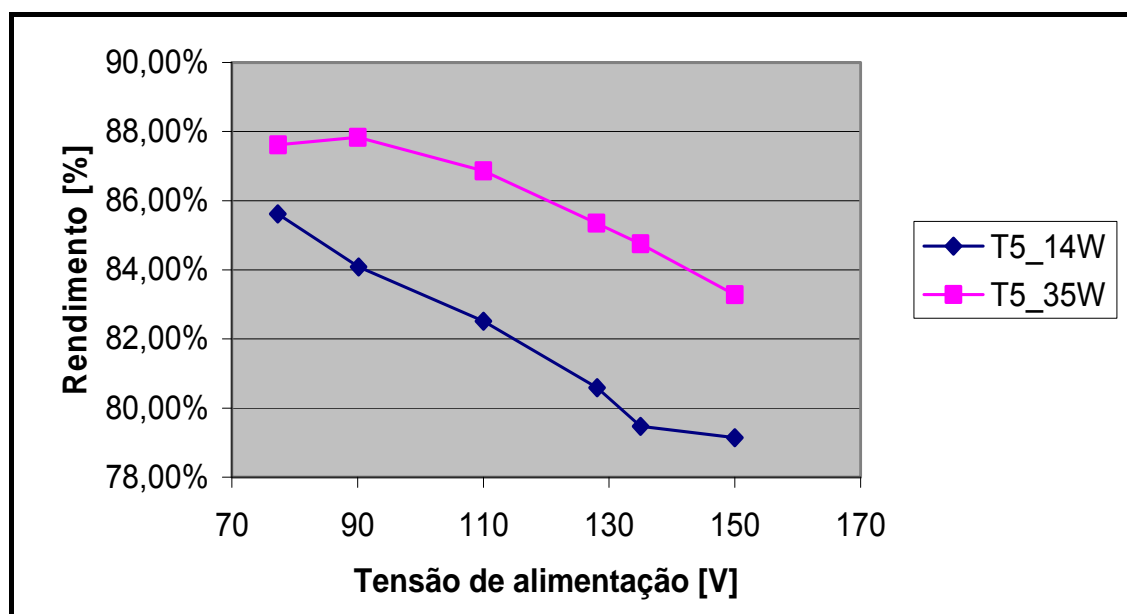


Fig. 4-27: Variação do rendimento do reator de acordo com a tensão de alimentação, utilizando lâmpadas de 14 e 35 W (versão 110 V).

O rendimento na tensão nominal e com a máxima potência (35 W) foi de aproximadamente 87%, estando acima do especificado inicialmente.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o projeto do reator eletrônico alimentado em corrente contínua, sendo que a metodologia utilizada para o cálculo dos componentes do filtro ressonante se mostrou satisfatória, permitindo encontrar um estágio ressonante único, que possa alimentar lâmpadas de diferentes potências.

A versatilidade do projeto também é resultado da utilização de um microcontrolador, que permite a variação da frequência de comutação nas diferentes etapas de funcionamento, além do controle constante da potência nas lâmpadas.

Apesar de não ter sido feita a modelagem matemática do reator eletrônico quanto à estrutura de controle, não foram observados problemas de instabilidade quanto a ocorrência de variações bruscas da tensão de entrada, uma vez que tanto a lâmpada como o mecanismo de controle, apresentam dinâmicas relativamente lentas.

Devido a existência de valores discretos de frequência de comutação, proporcionados pelo microcontrolador, foi necessária a utilização de uma pequena histerese no valor nominal de corrente na lâmpada (± 5 mA), para que o controle pudesse estabilizar a frequência de comutação quando se estivesse operando com a máxima potência e tensão de entrada, onde a variação da frequência representa uma variação mais acentuada da corrente na lâmpada (observar a inclinação das curvas na Fig. 4-3).

Observou-se no entanto, uma elevação excessiva da temperatura do indutor ressonante, atingindo a temperatura máxima de 100°C (temperatura ambiente de 25°C) quando operando com a máxima potência e máxima tensão de alimentação.

Isso evidencia uma perda magnética acentuada, a qual depende da máxima variação de densidade de fluxo magnético (máxima variação da corrente), da frequência de comutação e das características do material magnético empregado na fabricação do indutor ressonante.

Dessa forma, acredita-se que é possível obter um melhor rendimento do reator eletrônico com a redução da faixa de frequência de comutação, ou utilizando materiais magnéticos de melhor qualidade.

5 – PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA VERSÃO 24 V cc

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o projeto da versão 24 V do reator eletrônico em corrente contínua, baseado na metodologia empregada anteriormente para o projeto da versão 110 V.

Serão apresentadas algumas modificações quanto a faixa de frequência de comutação e ao processo de ignição da lâmpada, redução das perdas no bloqueio dos interruptores além de outra opção para a proteção contra inversão de polaridade da tensão de alimentação.

5.2 Especificações

A versão 24 V apresenta as mesmas especificações da versão 110 V, exceto com relação aos limites da tensão de alimentação.

- Tensão mínima de alimentação: 17 V;
- Tensão nominal de alimentação: 24 V;
- Tensão máxima de alimentação: 32 V.

5.3 Projeto

A principal alteração no projeto da versão 24 V será a modificação da faixa de frequência de comutação, devido aos resultados obtidos no projeto do reator alimentado em 110 V.

Como foi observado, a faixa de frequência de 45 – 65 kHz gera perdas elevadas no indutor ressonante, causando o seu super aquecimento e reduzindo o rendimento do reator.

Considerando que as perdas por condução da versão 24 V serão maiores (devido ao aumento da corrente), é necessário reduzir as perdas magnéticas visando obter o rendimento de 85% na potência máxima e na tensão nominal.

Dessa forma, a frequência de comutação será reduzida para os seguintes valores:

- Frequência de comutação mínima (f_{s_min}): 40 kHz;
- Frequência de comutação máxima (f_{s_max}): 55 kHz;
- Frequência natural de ressonância do circuito (f_o): 42 kHz;

5.3.1 Filtro ressonante

O projeto do filtro ressonante utilizará as mesmas equações apresentadas no item 4.3.2.1, empregando os novos valores de tensão de alimentação e frequência de comutação especificados neste capítulo.

5.3.1.1 Condições iniciais

Como visto anteriormente, para a determinação numérica dos parâmetros do filtro ressonante são necessários valores iniciais dos componentes, que serão posteriormente ajustados pelos algoritmos de cálculo.

Para a versão 24 V, a análise feita em 4.3.2.2 continua sendo válida, utilizando-se os valores de $\alpha = 0,9$ e $Q_{max} = 1,5$.

Assim, utilizando (4.6)-(4.9), obtem-se os seguintes valores para as condições iniciais:

$$L_r = 3,15mH \quad C_p = 5,05nF \quad C_s = 45,5nF$$

Substituindo os valores de α e Q_{max} em (4.2) encontra-se a condição inicial para o cálculo da relação de transformação:

$$n = 15,68$$

5.3.1.2 Cálculo numérico dos parâmetros

Utilizando uma planilha de cálculo semelhante a do Anexo I, obtêm-se os valores dos componentes do filtro ressonante:

$$L_r = 4,0mH \quad C_p = 4,7nF \quad C_s = 15nF \quad n = 15$$

5.3.1.3 Verificação do projeto

Para verificar se o filtro ressonante está adequado, basta verificar se atende às restrições apresentadas em 4.3.2.1.

Considerando a restrição referente à frequência de ressonância (4.1), tem-se:

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{eq}}} = 42,07 \text{ kHz}$$

A qual está de acordo com o valor especificado.

Com relação às restrições (4.2) e (4.3), para comprovar que o filtro ressonante projetado é capaz de aplicar a tensão necessária à lâmpada, elaborou-se o gráfico da Fig. 5-1, utilizando a equação (3.21).

Observa-se que o filtro ressonante atende as especificações, sendo que os pontos de operação extremos estão compreendidos dentro do intervalo de frequência de comutação de interesse.

Finalmente, na Fig. 5-2 pode ser analisada a corrente no filtro ressonante, cujos valores mínimo e máximo encontrados foram de 173 mA e 354 mA respectivamente.

Outro detalhe que deve ser observado é com relação ao ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante, de modo a garantir a comutação suave.

Utilizando a equação (3.26), obtêm-se o gráfico da Fig. 4-5, onde se observa o valor do ângulo de defasagem nos pontos de operação extremos, tanto para a lâmpada de 14 W como para a lâmpada de 35 W.

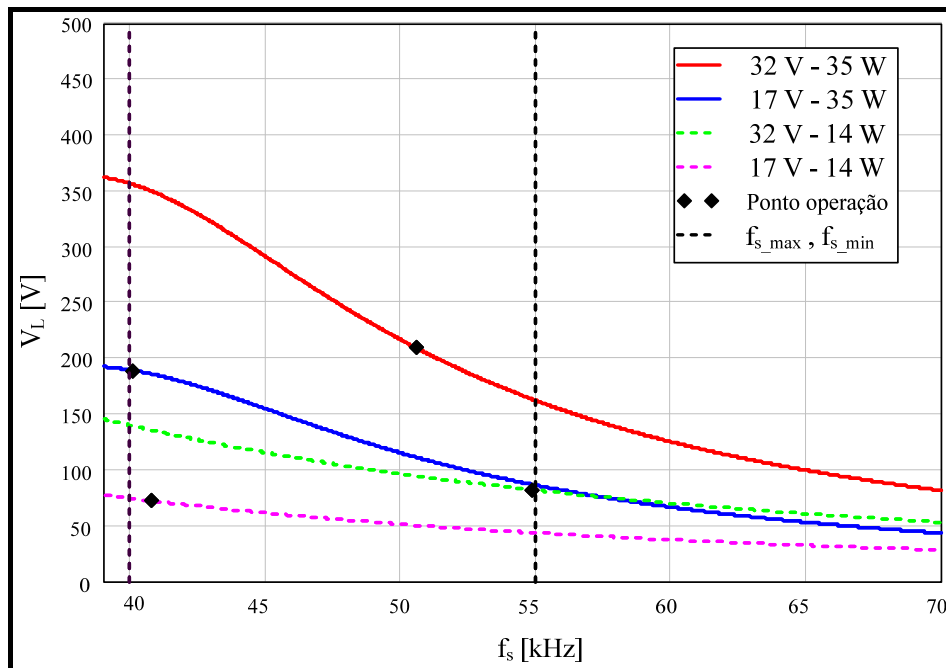


Fig. 5-1: Comportamento do valor eficaz da tensão na lâmpada em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 24 V).

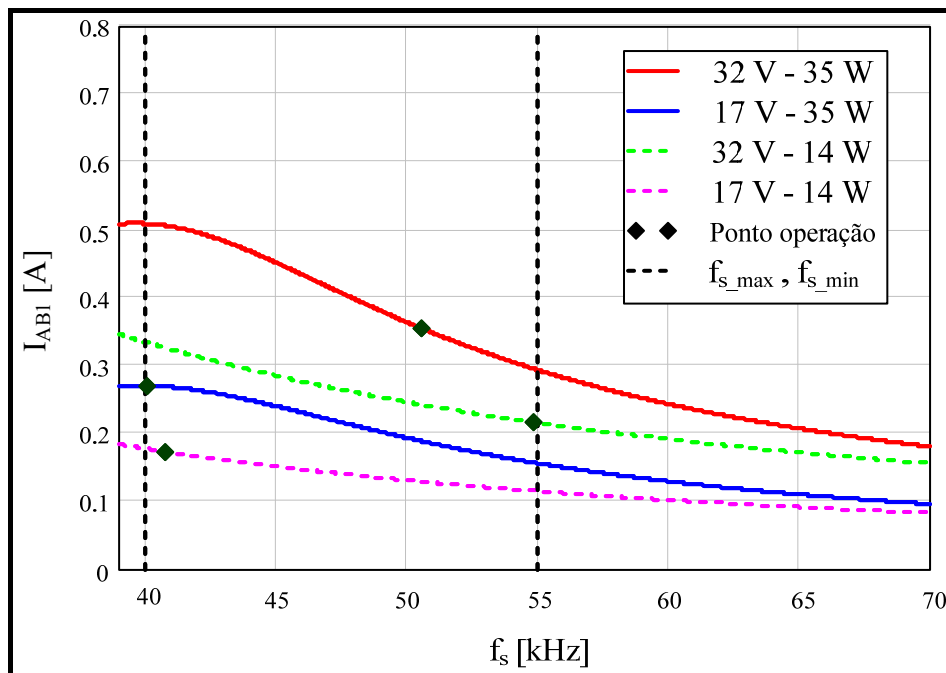


Fig. 5-2: Comportamento da corrente eficaz de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de tensão de entrada e de potência de saída (versão 24 V).

Verifica-se que para toda a faixa de operação em regime permanente, a corrente do filtro ressonante sempre estará atrasada com relação a tensão de entrada, sendo que o menor ângulo de defasagem encontrado foi de aproximadamente 23°.

Estando a corrente sempre atrasada, é garantida a comutação suave do tipo ZVS nos interruptores de potência, em todos os pontos de operação do reator eletrônico.

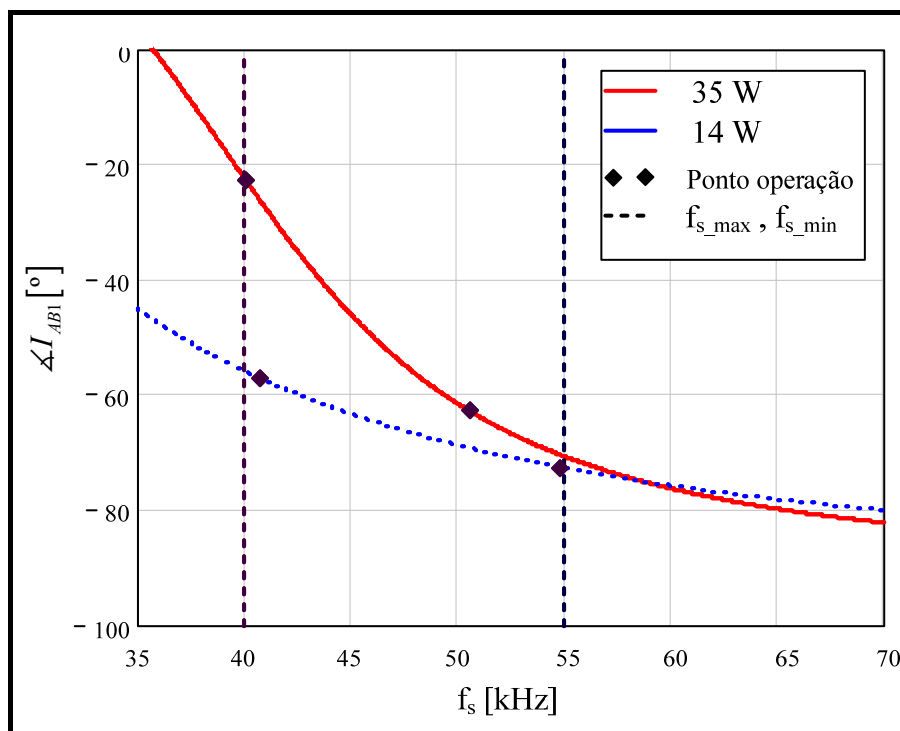


Fig. 5-3: Comportamento do ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do filtro ressonante em função da frequência de comutação, considerando os limites de potência de saída (versão 24 V).

5.3.1.4 Esforços nos componentes em regime permanente

Considerando a tensão de alimentação de 32 V e a potência de 35 W, correspondendo a situação mais crítica de operação, tem-se:

- Frequência de comutação: 50,6 kHz;
- Corrente eficaz máxima no indutor ressonante (I_{Lr_reg}): 354 mA;
- Tensão eficaz máxima sobre o capacitor C_p : 209 V;

Utilizando a impedância do capacitor C_s na frequência de comutação e a corrente I_{Lr_reg} , calcula-se:

- Tensão eficaz máxima sobre o capacitor C_s : 74,2 V;

5.3.1.5 Esforços nos componentes durante a etapa de ignição

Considerando a máxima tensão de alimentação e lâmpada de 35 W, têm-se

- Tensão eficaz fundamental máxima na entrada do filtro ressonante (nV_{AB1_max}): 216,1 V;
- Capacitância equivalente do filtro ressonante (C_{eq}): 3,6 nF;
- Parâmetro α do filtro ressonante: 0,761;
- Impedância característica do filtro ressonante (Z_B): 1.057 Ω ;

Utilizando o ábaco da Fig. 3-7 ou a equação (3.18), obtém-se:

- Frequência de comutação de ignição: 46,1 kHz;

A partir da frequência de comutação, encontra-se o valor da corrente no indutor ressonante, utilizando o ábaco da Fig. 3-8 ou a equação (3.20).

- Valor eficaz máximo da corrente no indutor ressonante (I_{Lr_ig}): 1,1 A;

Considerando a impedância dos capacitores e do indutor na frequência de comutação, e a corrente I_{Lr_ig} que circula pelos mesmos, determina-se:

- Tensão eficaz sobre o capacitor C_p : 800 V;
- Tensão eficaz sobre o capacitor C_s : 250 V;
- Tensão eficaz sobre o indutor L_r : 1.263 V;

É importante ressaltar que a mínima frequência de comutação utilizada para a ignição será de 44,2 kHz, que ocorre para a situação de mínima tensão de alimentação e utilizando a lâmpada de 35 W.

5.3.1.6 Especificação dos componentes

- **Capacitor C_p :**
 - ✓ Capacitor de polipropileno, 4,7 nF / 1600 V;
- **Capacitor C_s :**
 - ✓ Capacitor de polipropileno, 15 nF / 630 V;
- **Indutor L_r :**

- ✓ Indutância: 4,0 mH;
- ✓ Frequência de comutação a: 55 kHz;
- ✓ Valor eficaz da corrente em regime: 360 mA;
- ✓ Valor de pico da corrente (saturação) $\left(\geq \sqrt{2} \cdot I_{Lr_ig}\right)$: 1,8 A
- ✓ Valor de pico mínimo da tensão para teste de rigidez dielétrica entre terminais: 2.000 V;
- **Transformador de isolamento:**
 - ✓ Forma de onda: quadrada simétrica (razão cíclica de 50%);
 - ✓ Frequência de comutação: 55 kHz;
 - ✓ Valor eficaz da tensão no primário: 16 V;
 - ✓ Valor eficaz da tensão no secundário: 240 V;
 - ✓ Valor eficaz da corrente no primário: 5,4 A;
 - ✓ Valor eficaz da corrente no secundário: 360 mA.

5.3.2 Inversor de tensão meia ponte

5.3.2.1 Interruptores de potência

Para a especificação dos interruptores de potência, serão necessárias as seguintes informações:

- Tensão máxima entre *dreno-source* : 32 V;
- Valor eficaz da corrente em regime $\left(\frac{nI_{Lr_reg}}{\sqrt{2}}\right)$: 3,8 A;
- Valor de pico da corrente na etapa de ignição $\left(n \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Lr_ig}\right)$: 23,4 A;

Escolhe-se então o Mosfet *IRFB3206* cujos dados de catálogo são:

- Tensão máxima entre *dreno* e *source* do interruptor: 60 V
- Valor eficaz máximo da corrente: 150 A;

- Valor de pico da corrente: 840 A;
- Resistência de condução entre *dreno* e *source*: 3 mΩ

A escolha desse interruptor foi baseada na baixíssima resistência de condução, dispensando a necessidade de dissipador térmico e contribuindo para o aumento do rendimento do reator.

5.3.2.2 Circuito de comando

O circuito de comando será o mesmo apresentado no item 4.3.3.2, utilizando o CI *IRS2304* e os demais componentes da Tabela 4-1, substituindo-se apenas os resistores de *gate* de 18 Ω por resistores de 4,7 Ω (pelo fato dos MOSFET'S da versão 24 V apresentarem uma capacitância de entrada mais elevada que os da versão 110 V).

5.3.2.3 Capacitores de barramento

A especificação dos capacitores será definida de acordo com a ondulação máxima desejada sobre os mesmos, considerando a situação mais crítica, que ocorre quando se utiliza a lâmpada de 35 W com o mínimo valor da tensão de alimentação.

Dados:

- Tensão mínima sobre os capacitores de barramento: 8,5 V;
- Máxima ondulação desejada (ΔV_{Cb}): 2,55 V (30%);

Utilizando o gráfico da Fig. 5-2, obtém-se a frequência de comutação e a corrente no filtro ressonante para a condição de mínima tensão de entrada e máxima potência de saída:

- Valor eficaz da corrente no filtro ressonante ($I_{AB1_17V_35W}$): 270 mA;
- Frequência de comutação (f_s): 40 kHz;

Sabendo que a corrente eficaz do primário do transformador se divide igualmente entre os capacitores, tem-se:

- Valor eficaz da corrente nos capacitores (I_{Cb}): $\frac{nI_{AB1_17V_35W}}{\sqrt{2}} = 2,86A$:

Substituindo os valores em (4.10), definem-se os capacitores de barramento:

- Capacitor de poliéster, 14 μF / 63 V. (2 capacitores de 6,8 μF em paralelo).

5.3.3 Circuito de pré-aquecimento

Utilizando uma frequência de ressonância de 90 kHz para o circuito de pré-aquecimento e considerando uma tensão inicial de pré-aquecimento (V_{f_inicio}) igual a 5 V e que o valor eficaz da tensão sobre o indutor L_{ph} (V_{Lph}) será igual a 14,4 V (valor da componente fundamental quando a tensão de alimentação for máxima), obtém-se:

- Relação de transformação entre os enrolamentos acoplados:

$$n = \frac{V_{f_inicio}}{V_{Lph}} = 0,347$$

Definindo:

- Resistência equivalente dos filamentos: $R_{feq} = \frac{R_f}{4n^2} = 62,3\Omega$;
- Fator de qualidade do circuito de pré-aquecimento: $Q = 3$;
- Impedância característica do circuito de pré-aquecimento: $Z_B = \frac{R_{feq}}{Q} = 20,8\Omega$;

Substituindo os respectivos valores nas equações (4.11) e (4.12), e ajustando conforme a disponibilidade, obtém-se os componentes do circuito ressonante de pré-aquecimento:

- Capacitor C_{ph} :
 - ✓ Capacitor de poliéster, 82 nF / 200V
- Indutor L_{ph} :
 - ✓ Indutância: 35 μH ;
 - ✓ Valor eficaz da corrente: 1,2 A (obtida por simulação);
 - ✓ Valor de pico da corrente (saturação): 2,0 A (obtido por simulação);

- ✓ 2 enrolamentos acoplados com relação de transformação 1:0,347 (que serão conectados nos filamentos individuais);
- ✓ 1 enrolamento acoplado com relação de transformação 1:0,694 (que será conectado nos dois filamentos ligados em série, como mostra a Fig. 4-1)

Na Tabela 5-1 são apresentados os demais componentes do circuito de pré-aquecimento, conforme a Fig. 4-7.

Tabela 5-1: Componentes utilizados no circuito de pré-aquecimento (versão 24 V).

R ₁	220 Ω	Driver de corrente de base para o interruptor S ₃ .
R ₂	330 Ω	
R ₃	680 Ω	
R ₄	47 Ω	
S ₄	BC548	
C ₁	100 nF	
S ₃	MJE3055	Interruptor bidirecional em corrente, para desativação do circuito de pré-aquecimento.
D ₁	MUR120	
D ₂	MUR120	Diodo de roda livre.

5.3.4 Sensores de corrente e tensão

Os circuitos de medição de corrente, tanto para a detecção de filamentos como para controle da potência, serão os mesmos utilizados na versão 110 V.

Quanto ao sensor de tensão, serão alterados os valores do divisor resistivo, devido à redução da tensão de alimentação.

Considerando:

- Tensão máxima de barramento (V_{b_max}): 32 V;
- Tensão desejada na entrada do conversor A/D (V_{AD}): 3,0 V;
- Valor do resistor R_{S_8} : 100 $k\Omega$;

Utilizando a expressão (4.16), determina-se:

- Valor do resistor R_{S_9} : 10 $k\Omega$;

5.3.5 Fonte auxiliar

Devido ao fato do valor da tensão de entrada estar próximo ao valor necessário para alimentação dos circuitos integrados, será utilizada uma fonte auxiliar do tipo linear, composta apenas por diodos *zener* e resistores (Fig. 5-4).

Certamente, a utilização de uma fonte chaveada proporcionaria um rendimento melhor, porém optou-se por uma solução envolvendo um menor número de componentes e de menor custo.

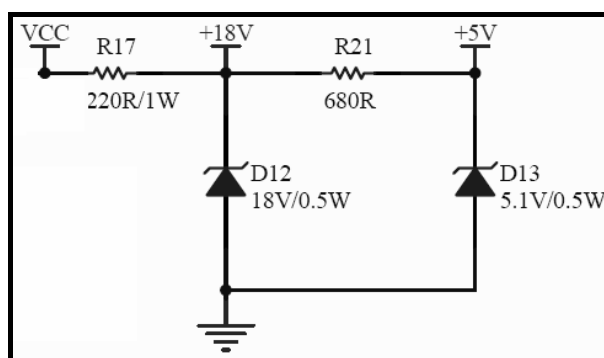


Fig. 5-4: Circuito da fonte auxiliar do reator eletrônico (versão 24 V).

5.3.6 Filtro de entrada

Considerando a situação mais crítica de operação, que ocorre quando a tensão de alimentação é mínima (17 V), obtém-se por simulação:

- Corrente de pico de entrada: 3,3 A;

Para este valor de corrente, a resistência vista pela fonte de alimentação é dada por:

$$R_{eq} = \frac{17}{3,3} = 5,15\Omega$$

Considerando então uma frequência de corte (f_c) igual a 4 kHz e um fator de amortecimento (ζ) igual a 1,0 calcula-se os elementos do filtro LC utilizando as equações (4.17) e (4.18).

$$C_f \approx 6,8\mu F \quad L_f \approx 200\mu H$$

5.3.7 Proteções de entrada

Serão utilizadas as mesmas proteções empregadas na versão 110 V, sendo:

- Proteção de sobrecorrente: Fusível de 4 A (efeito retardado);
- Proteção contra surtos de tensão: Varistor de 50 V;
- Proteção contra inversão de polaridade: Diodo *Schottky* 40 V / 3 A (SR 305 ou 1N5822).

Uma das desvantagens da proteção contra inversão de polaridade é que a potência dissipada no diodo passa a ser significativa na versão 24 V, devido à elevada corrente de entrada.

Uma alternativa utilizada na indústria para reduzir as perdas em condução e melhorar o rendimento é substituir o diodo por um MOSFET, o qual apresenta a capacidade de condução reversa de corrente, quando uma tensão entre *gate-source* é aplicada [38].

Na Fig. 5-5 é vista a disposição do MOSFET na entrada de alimentação do reator, sendo que o diodo *zener* é utilizado para não ultrapassar a máxima tensão de *gate* permitida.

Caso a polaridade da tensão de alimentação esteja correta, a tensão entre *gate-source* será positiva e o MOSFET irá se comportar como um resistor de baixíssimo valor, permitindo a passagem de corrente com perdas reduzidas (é importante destacar que se não for aplicada uma tensão no *gate*, a corrente irá circular pelo diodo intrínseco, não oferecendo nenhum benefício).

Se a tensão de alimentação estiver invertida, a tensão entre *gate-source* será de aproximadamente 0,7 V (pois o *zener* comporta-se como um diodo comum em condução) e o interruptor estará bloqueado (com o diodo intrínseco também reversamente polarizado), protegendo o circuito.

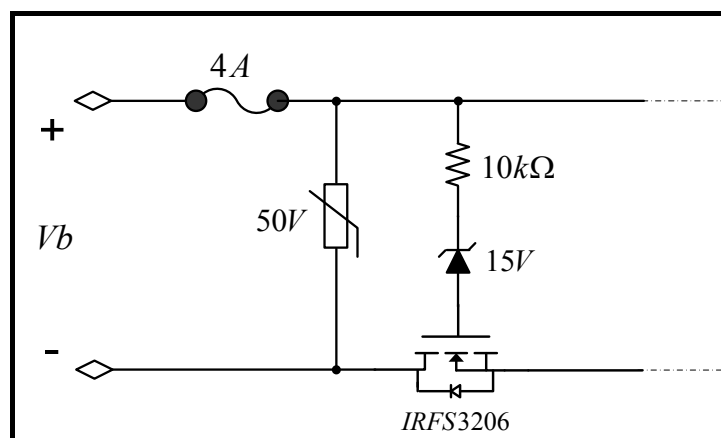


Fig. 5-5: Proteção contra inversão de polaridade utilizando MOSFET.

5.3.8 Firmware

O *firmware* utilizado será o mesmo da versão 110 V, sendo necessários apenas pequenos ajustes quanto aos limites da frequência de comutação e dos valores de comparação com as leituras dos sensores.

Aumentou-se também o número de degraus de tensão durante a etapa de partida, visando tornar mais suave a tensão de ignição aplicada nas lâmpadas.

5.4 Simulações

Foram realizadas simulações semelhantes às apresentadas no projeto da versão 110 V, mostrando resultados satisfatórios e que validam os cálculos efetuados anteriormente.

No entanto, os resultados das simulações da versão 24 V não serão apresentados, visando reduzir este trabalho.

5.5 Resultados experimentais

Na Fig. 5-6 é apresentado o protótipo da versão 24 V, baseado no diagrama elétrico presente no Anexo V.

Na sequência, serão apresentados os resultados obtidos com o protótipo, sendo que todas as formas de onda foram adquiridas utilizando a tensão de alimentação em 24 V, lâmpadas de 14 W ou 28 W fabricadas pela Osram (modelos FH 14W/830HE e FH

28W/830HE Lumilux Warm White) ou lâmpadas de 35 W fabricadas pela Narva (modelo LT35WT5/840 - Cool White).

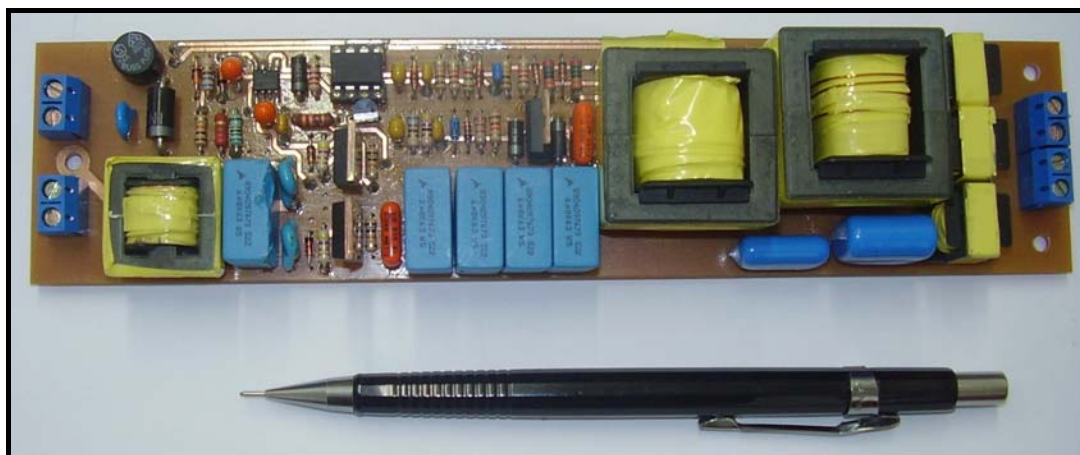


Fig. 5-6: Foto do protótipo do reator eletrônico alimentado em 24 V cc

5.5.1 Etapa de pré-aquecimento

As formas de onda de tensão e corrente de pré-aquecimento dos filamentos são semelhantes às apresentadas no item 4.5.1, e não serão rerepresentadas.

Na Tabela 5-2 é apresentado um comparativo entre os valores especificados e os obtidos no protótipo, com relação às grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento.

Mediu-se também a energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de alimentação (Tabela 5-3).

Tabela 5-2: Comparação entre os valores especificados e obtidos no protótipo, com relação às grandezas de interesse na etapa de pré-aquecimento (versão 24 V).

Parâmetro	Especificado	Obtido
Tempo de pré-aquecimento	1,00 s	1,01 s
Tensão de pico no filamento	< 17,00 V	11,90 V
Corrente de pico no filamento	-	463,0 mA
Tensão eficaz no filamento (ao final do pré-aquecimento)	< 9,3 V	7,05 V
Corrente eficaz no filamento (ao final do pré-aquecimento)	-	175,0 mA
Resistência do filamento aquecido	-	40,3 Ω
Resistência do filamento frio (temperatura ambiente de 25°C)	9,0 Ω	8,8 Ω
Relação entre a resistência do filamento aquecido e frio (R_{hc})	$4,0 < R_{hc} < 5,5$	4,58
Tensão eficaz no filamento após a etapa de pré-aquecimento	0 V	0,5 V
Tensão nos terminais da lâmpada durante o pré-aquecimento	<130 V	19,0 V

Tabela 5-3: Energia fornecida aos filamentos de acordo com a tensão de entrada.(versão 24 V).

Tensão de alimentação [V]	Energia fornecida aos filamentos [J]
17,00	1,72
20,00	1,86
24,00	1,70
28,00	2,20
30,00	2,00
32,00	2,20

5.5.2 Etapa de ignição

Na Fig. 5-7 mostra-se as formas de onda da tensão nos filamentos (Ch1) e da tensão (Ch4) e da corrente (Ch3) nos terminais da lâmpada.

Observa-se que foi reduzido o tempo e a variação de cada degrau de tensão aplicado na lâmpada, tornando a forma de onda mais suave, quando comparada com a tensão de ignição da versão 110 V (Fig. 4-23).

De acordo com as medições, o máximo valor eficaz da tensão na lâmpada foi de 738 V (1.040 V de pico), inferior ao valor máximo estipulado de 800 V, e o tempo de transição entre o término do pré-aquecimento e a ignição da lâmpada foi de 69,0 ms.

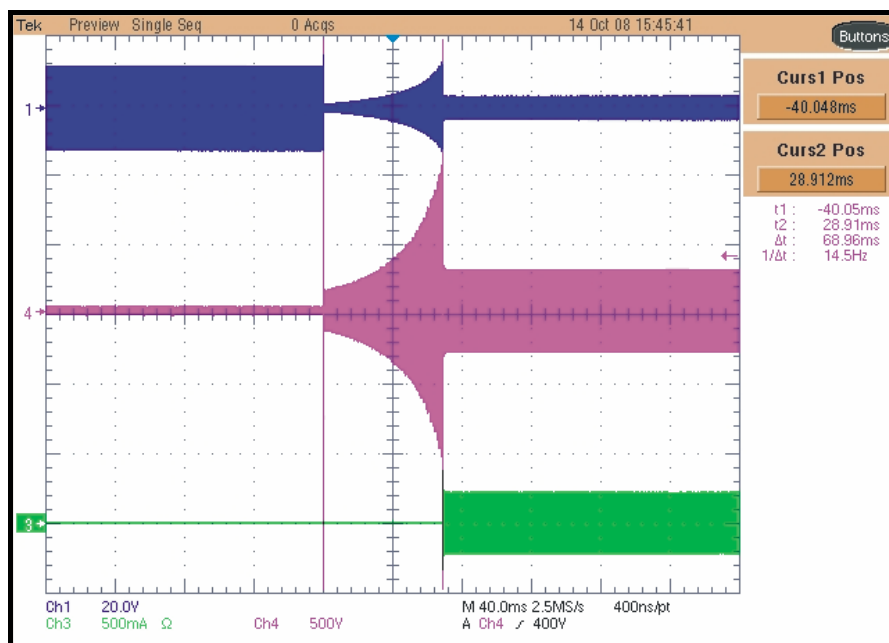


Fig. 5-7: Formas de onda da tensão no filamento (Ch1) e da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 24 V).

Na Tabela 5-4 são apresentados os valores da tensão de ignição obtidos, para três potências distintas de lâmpadas T5, considerando a tensão de alimentação em 24 V, a energia de pré-aquecimento de 1,75 J e a temperatura ambiente dos testes de 25°C. Em comparação, são apresentados também os valores da tensão de ignição obtidos sem a utilização de pré-aquecimento.

Tabela 5-4: Valores de pico da tensão de ignição com e sem pré-aquecimento dos filamentos.

Potência [W]	Valor de pico da tensão de ignição [V] (com pré-aquecimento)	Valor de pico da tensão de ignição [V] (sem pré-aquecimento)
14	445	612
28	870	930
35	1040	1184

Assim como na versão 110 V, caso seja atingida a máxima tensão de ignição sem ocorrer a abertura do arco elétrico na lâmpada, o sistema de proteção irá detectar a sobretensão no indutor ressonante, impedindo a sua saturação.

Na Fig. 5-8 é vista a forma de onda da tensão na lâmpada (Ch1) e da corrente no indutor ressonante (Ch2), mostrando que está é limitada em 1,77 A (o valor de projeto da corrente de saturação do indutor é de 1,80 A).

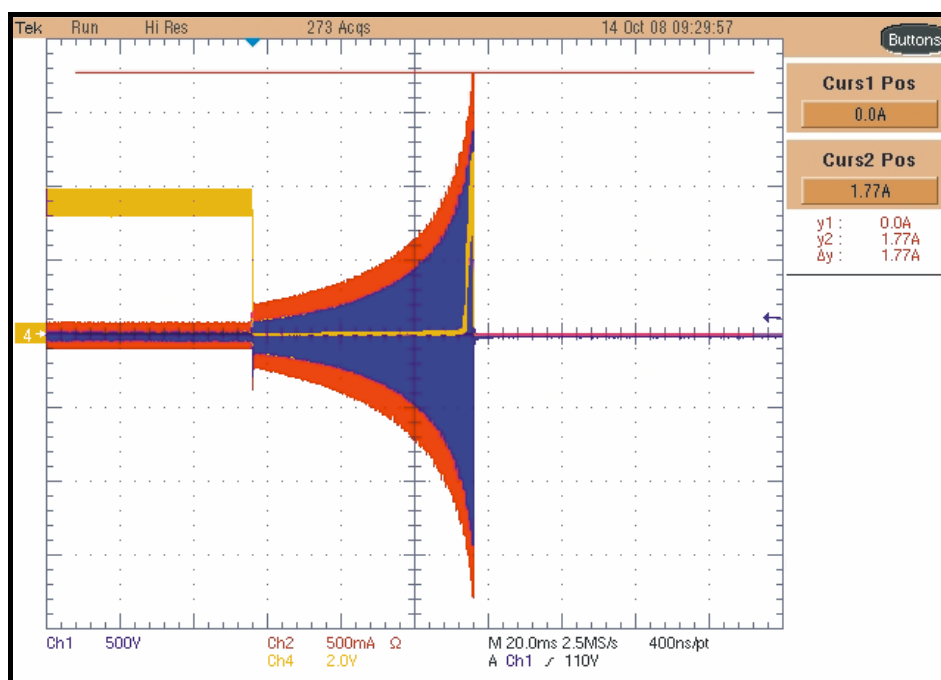


Fig. 5-8: Tensão de ignição (Ch1), corrente no indutor ressonante (Ch2) e sinal do sensor de proteção (Ch4).

O sinal tensão do sensor de corrente nos filamentos (Ch4) apresenta nível lógico alto durante a etapa de pré-aquecimento, informando a presença de filamentos. Iniciada a etapa de ignição, caso o valor da corrente no indutor ressonante se aproxime do valor de saturação, um novo pulso será gerado, sendo detectado posteriormente pelo microcontrolador que irá interromper a etapa.

5.5.3 Operação em regime permanente

Após a ignição, as formas de onda da tensão e da corrente nas lâmpadas de 14 W e 35 W são exibidas nas Fig. 5-9 e Fig. 5-10 respectivamente.

Observa-se que o fator de crista da corrente obtido para a lâmpada de 14 W foi de 1,34 e para a lâmpada de 35 W foi de 1,30, estando em conformidade com a norma [18] que especifica um fator de crista máximo de 1,70.

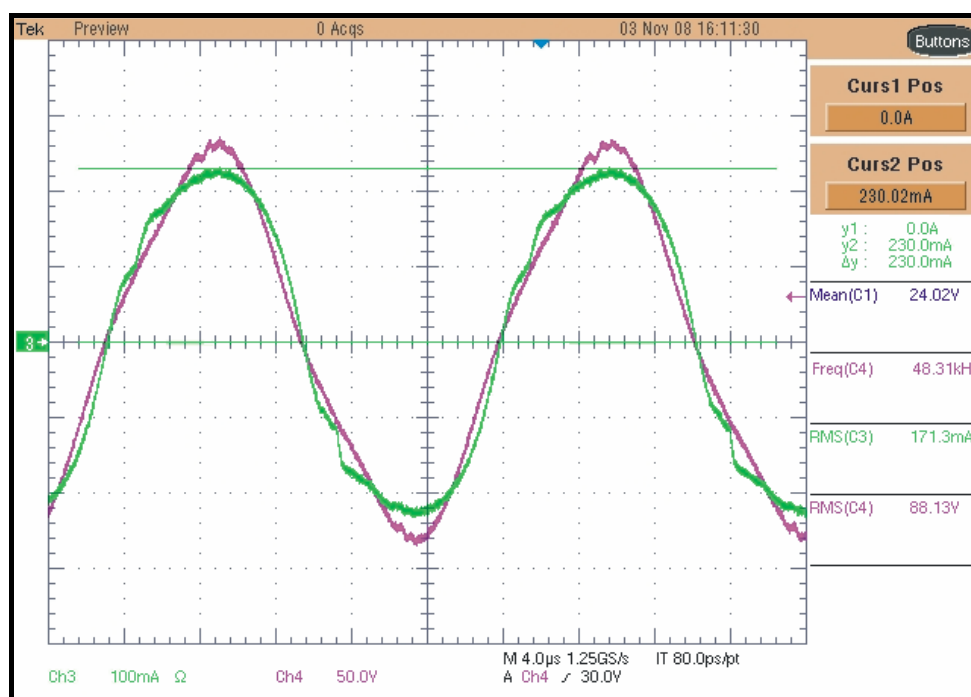


Fig. 5-9: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) e na lâmpada de 14 W (versão 24 V).

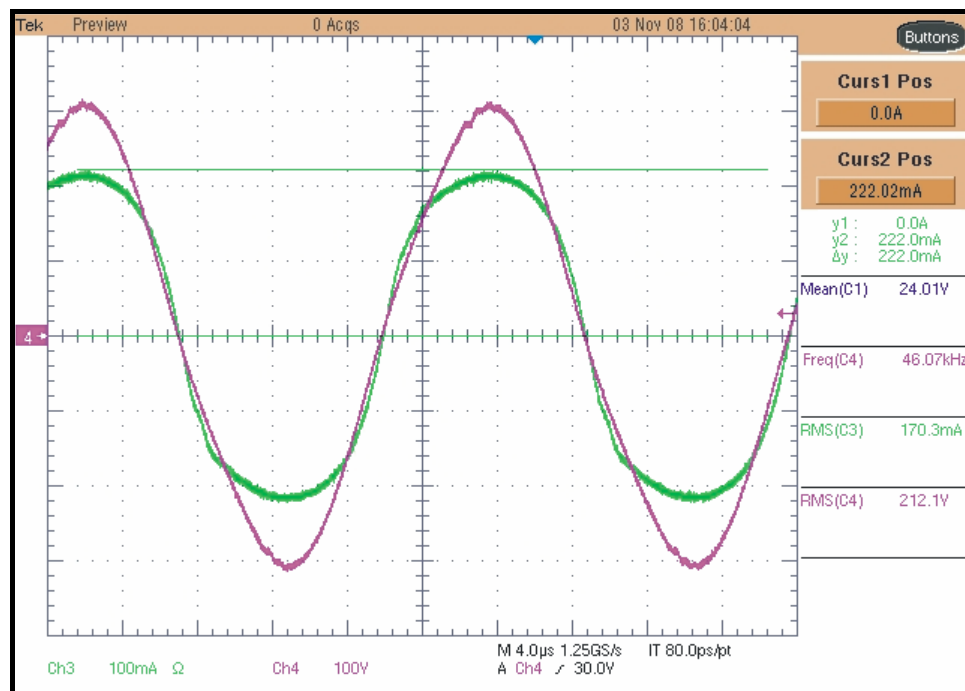


Fig. 5-10: Forma de onda da corrente (Ch3) e tensão (Ch4) na lâmpada de 35 W (versão 24 V).

5.5.4 Redução nas perdas de comutação no bloqueio dos interruptores.

Como consequência da comutação ZVS, que torna nula as perdas por comutação na entrada em condução dos interruptores, é possível reduzir também as perdas no bloqueio, mediante a adição de um capacitor sobre um dos interruptores, com o objetivo de reduzir a derivada de tensão.

A presença do capacitor aumenta o tempo de subida da tensão durante o bloqueio, reduzindo o produto tensão-corrente sobre o interruptor e consequentemente a energia perdida na comutação.

Considerando a mínima potência de saída e máxima tensão de alimentação V_b , que corresponde à situação de menor corrente disponível na comutação (por simulação, o valor de pico da corrente (I_p) no bloqueio para essa situação é de 5,2 A) e arbitrando um tempo de comutação (t_c) de 200 ns, é possível obter uma estimativa do valor do capacitor de comutação (C_{comut}) que pode ser empregado (5.1):

$$C_{comut} = \frac{I_p t_c}{V_b} \approx 33nF \quad (5.1)$$

Na Fig. 5-11 observa-se o bloqueio de um dos interruptores, sendo que o produto tensão-corrente durante a comutação gera um pico de potência igual a 63,2 W.

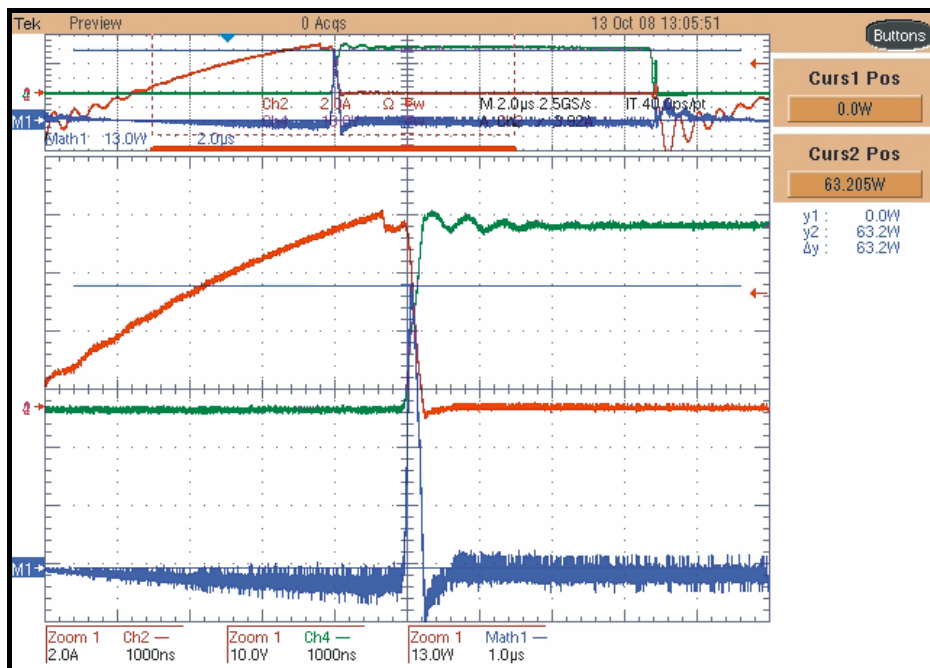


Fig. 5-11: Tensão (Ch4) e corrente (Ch2) no bloqueio dos interruptores do inversor meia-ponte, sem capacitor de auxílio na comutação.

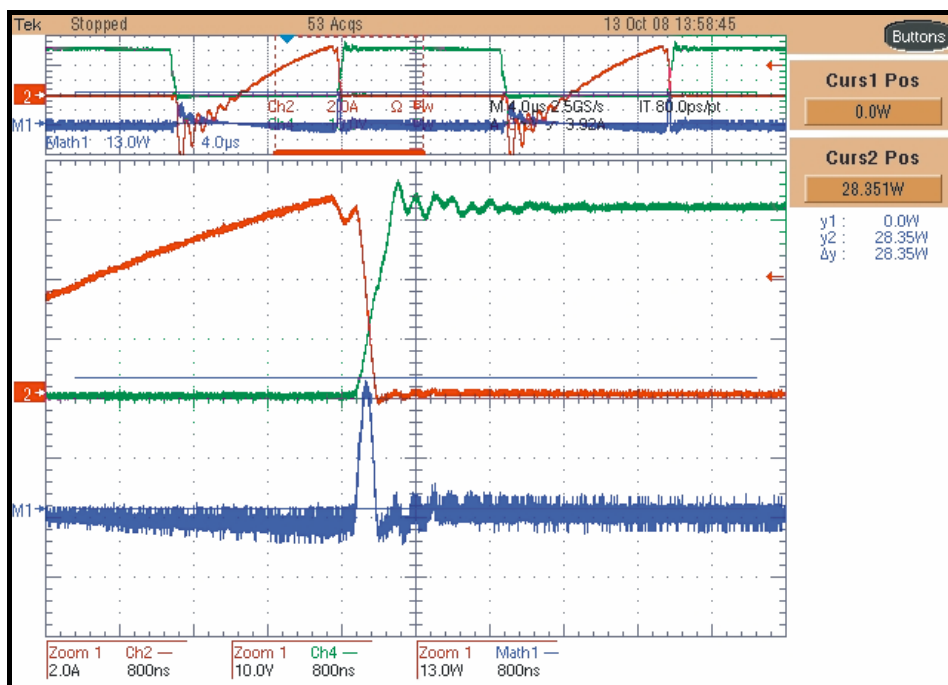


Fig. 5-12: Tensão (Ch4) e corrente (Ch2) no bloqueio dos interruptores do inversor meia-ponte, com capacitor de auxílio na comutação.

Adicionando um capacitor de 33 nF em paralelo com o interruptor, obtém-se a redução do pico de potência para 28,3 W (Fig. 5-12), o que segundo as medições realizadas proporcionou um aumento de 4% no rendimento do reator.

5.5.5 Controle de potência e rendimento

Na Tabela 5-5 e na Tabela 5-6 são apresentados os resultados de medição do reator eletrônico na versão 24 V, utilizando lâmpadas de 14 e 35 W respectivamente.

Observa-se que praticamente em todos os pontos foi possível ajustar o valor da potência nominal nas lâmpadas, com exceção do primeiro ponto da Tabela 5-6, cuja potência aplicada foi de 33,83 W, inferior ao valor nominal, porém dentro da tolerância de 10% na faixa de 77 a 90 V, definida nas especificações apresentadas no item 4.2.

Apesar do valor nominal de corrente na lâmpada ser respeitado, observa-se que na maior parte das medidas a potência está 1 W acima do valor nominal, ocorrendo devido a característica das lâmpadas utilizadas, as quais apresentam tensão superior ao valor nominal porém dentro da tolerância definida pela norma IEC 60081 (Tabela 2-2).

Tabela 5-5: Resultados com a lâmpada de 14 W (versão 24 V).

V _{in} [V]	I _{in} [mA]	P _{in} [W]	V _L [V]	I _L [mA]	I _{Lpico} [mA]	P _L [W]	FC	n [%]	f _s [kHz]
17,01	1020,0	17,35	88,54	165,6	220,0	14,66	1,33	84,51%	40,46
20,02	907,1	18,16	87,90	170,6	232,0	15,00	1,36	82,58%	43,75
24,02	780,9	18,76	88,13	171,3	230,0	15,10	1,34	80,48%	48,31
28,04	707,6	19,84	88,00	172,9	228,0	15,22	1,32	76,69%	52,29
30,00	679,3	20,38	87,81	174,0	232,0	15,28	1,33	74,97%	53,99
32,06	655,4	21,01	88,45	172,6	232,0	15,27	1,34	72,66%	55,80
16,00			off						
32,90			off						

Tabela 5-6: Resultados com a lâmpada de 35 W (versão 24 V).

V _{in} [V]	I _{in} [mA]	P _{in} [W]	V _L [V]	I _L [mA]	I _{Lpico} [mA]	P _L [W]	FC	n [%]	f _s [kHz]
17,03	2248,0	38,28	218,8	154,6	204,0	33,83	1,32	88,36%	40,30
20,01	2057,0	41,16	212,7	167,7	220,0	35,67	1,31	86,66%	42,91
24,01	1773,0	42,57	212,1	170,3	222,0	36,12	1,30	84,85%	46,07
28,00	1582,0	44,30	211,6	172,6	220,0	36,52	1,27	82,45%	48,52
30,05	1503,0	45,17	212,6	173,0	224,0	36,78	1,29	81,43%	49,73
32,02	1424,0	45,60	212,3	171,4	222,0	36,39	1,30	79,80%	50,89
16,50			off						
32,50			off						

Os valores de rendimento presentes na Tabela 5-5 e Tabela 5-6 são representados graficamente pelas seqüências “T5_14W” e “T5_35W” da Fig. 5-13, os quais foram obtidos utilizando um diodo *Schottky* como elemento de proteção contra inversão de polaridade.

Observa-se que o rendimento na tensão nominal (24 V) e com a máxima potência (35 W) foi de aproximadamente 85%, estando de acordo com o especificado inicialmente.

Na Fig. 5-13 também podem ser visualizadas as seqüências “T5_14W_Mosfet” e “T5_35W_Mosfet”, que correspondem ao rendimento obtido com a substituição do diodo de proteção de inversão de polaridade da fonte por um MOSFET, conforme proposto na Fig. 5-5.

A modificação no dispositivo de proteção possibilita melhorar o rendimento do reator em até 2%, tornando-se mais evidente na situação de menor potência.

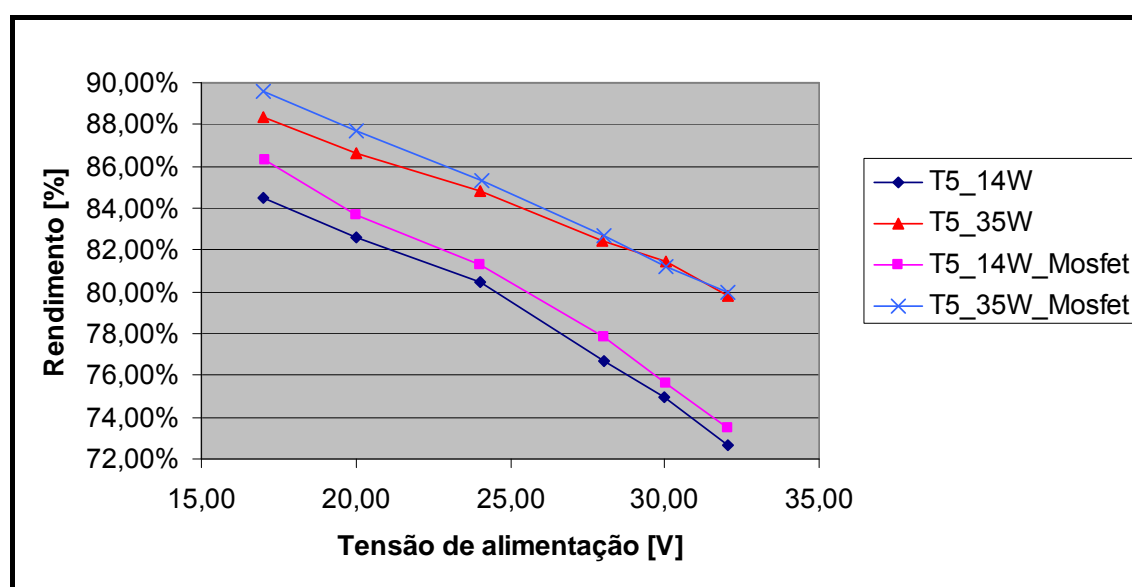


Fig. 5-13: Variação do rendimento do reator de acordo com a tensão de alimentação, utilizando lâmpadas de 14 e 35 W (versão 24 V).

5.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a versão do reator eletrônico alimentado em tensão contínua de 24 V, validando mais uma vez a metodologia de projeto apresentada neste trabalho.

Observa-se na Tabela 5-4 que a utilização do pré-aquecimento proporcionou a redução da tensão de ignição, principalmente na lâmpada de 14 W. Porém, os valores de tensão encontrados para a partida da lâmpada de 35 W, considerando a temperatura ambiente de 25°C, estão cerca de 300 V acima do valor mínimo de pico apresentados na penúltima coluna da Tabela 2-3 (valores eficazes respectivamente multiplicados por $\sqrt{2}$).

Dessa forma, o valor de tensão de ignição da lâmpada de 35 W, mesmo com pré-aquecimento, se aproxima do valor de pico para partida instantânea (1.130 V), definido na norma [17]. Acredita-se que o fato se deva as características da lâmpada utilizada, pois resultados semelhantes foram encontrados empregando um reator eletrônico comercial, o qual também realiza o pré-aquecimento dos filamentos por tensão controlada (Tridonic 1/14-35 T5 PRO).

É importante destacar que a redução da frequência de comutação foi fundamental para se obter o rendimento de interesse, pois permitiu reduzir as perdas no indutor ressonante além de diminuir a sua temperatura de operação para um valor próximo a 70°C.

A solução de proteção contra inversão de polaridade utilizando MOSFET mostrou-se efetiva e permitiu aumentar a eficiência do reator, porém, conforme pode ser observado na Fig. 5-13, apresenta vantagens significativas somente nas situações de baixa tensão de alimentação, onde a corrente e as perdas por condução são mais elevadas.

Conforme a tensão e a frequência de comutação aumentam, as perdas no indutor ressonante tornam-se mais significativas e as curvas de rendimento passam a ser semelhantes, independente do tipo de proteção de entrada adotada.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou uma metodologia de projeto de reatores eletrônicos alimentados em corrente contínua, baseados no inversor ressonante meia-ponte, para utilização com lâmpadas tubulares T5 de múltiplas potências.

A aplicação fundamental deste trabalho é proporcionar a utilização de sistemas de iluminação com lâmpadas fluorescentes de alto rendimento para a iluminação interna de veículos ferroviários, sendo que devido à ampla variação permitida da tensão de alimentação, é necessária a presença de um sistema de controle de potência que assegure à lâmpada gerar o fluxo luminoso nominal.

A necessidade de uma estrutura de controle de potência demanda a utilização de microcontroladores, os quais permitem com simplicidade modificar o funcionamento do reator através de alterações no software embarcado além de proporcionar a implementação de sistemas de monitoramento e proteção, conferindo robustez ao reator.

Baseando-se nos resultados experimentais obtidos, foi possível validar a metodologia proposta, permitindo utilizar um único reator eletrônico para alimentar lâmpadas de diferentes potências e em toda a faixa de tensão de alimentação definida pela norma EN 50155.

Descartou-se a utilização de um conversor CC/CC, para garantir um barramento de tensão constante independente da tensão de alimentação, pois demandaria o uso de capacitores eletrolíticos, os quais não são recomendados pela indústria para a aplicação em questão, por apresentarem baixa vida útil quando comparados a vida útil das lâmpadas T5 e quando expostos a temperaturas elevadas.

Observou-se também a forte influência da frequência de comutação no rendimento do reator, afetado principalmente pelas perdas magnéticas no indutor ressonante, ocasionadas pelas características do material magnético empregado e devido ao entreferro existente para evitar a saturação do indutor durante a etapa de ignição.

A solução adotada para a diminuição das perdas magnéticas foi a redução da frequência de comutação, permitindo atingir o rendimento esperado, porém, demandou a

utilização de núcleos maiores. Portanto, para não ocasionar o aumento das dimensões do reator, poderiam ser identificados materiais magnéticos de melhor qualidade no mercado internacional, com menores perdas e com maior valor de densidade de fluxo magnético de saturação.

A redução da frequência de comutação poderá apresentar também impacto nas características de compatibilidade eletromagnética do reator, sendo que os níveis de ruído conduzido tolerados pela norma CISPR 15 (Tabela 2-8) são mais flexíveis para frequências até 50 kHz.

Como sugestão para trabalhos futuros, poderia se estudar a viabilidade de implementação de uma plataforma de reator eletrônico, baseada no inversor meia-ponte, permitindo com uma única placa construir de forma modular reatores para diferentes lâmpadas e tensões de alimentação.

A plataforma de reator poderia ainda utilizar um microcontrolador com maior número de pinos, permitindo adicionar sensores de luminosidade e protocolo de comunicação DALI para dimerização, além de um estágio de correção de fator de potência, caso se deseje uma aplicação em corrente alternada.

Para uma aplicação dedicada em 24 V, poderia se avaliar o uso da topologia *push-pull*, a qual dispensa o uso de um *driver bootstrap*, porém, não é adequada para a alimentação em 110 V, devido ao fato da tensão nos interruptores ser o dobro do valor da tensão de entrada, exigindo o uso de MOSFETs de maior custo e que proporcionariam maiores perdas de comutação e condução (maior capacitância e resistência de condução).

O controle de potência poderia também sofrer alterações, utilizando uma faixa de controle de frequência menor em conjunto com a variação da razão cíclica (conforme proposto por [2]), considerando a possibilidade de perda de comutação suave.

Com relação à fonte auxiliar, seria interessante verificar o aumento do custo do reator, caso se desejasse utilizar uma fonte chaveada na versão 24 V, com o intuito de melhorar o rendimento, ou verificar a redução no rendimento da versão 110 V, retirando-se a fonte chaveada, mas obtendo os valores de tensão auxiliar a partir de enrolamentos auxiliares no transformador de isolamento (o que demanda um circuito extra para ativação do microcontrolador).

ANEXO I – PLANILHA DE CÁLCULO DOS ELEMENTOS DO FILTRO RESSONANTE – VERSÃO 110 V cc

Especificações

Potência de lâmpadas máxima:	$P_{o_max} := 35W$
Potência de lâmpadas mínima:	$P_{o_min} := 14W$
Tensão de barramento máxima:	$V_{in_max} := 150V$
Tensão de barramento nominal:	$V_{in_nom} := 127V$
Tensão de barramento mínima:	$V_{in_min} := 77V$
Frequência de comutação máxima:	$f_{smax} := 65kHz$
Frequência de comutação mínima:	$f_{smin} := 45kHz$
Frequência natural de ressonância:	$f_r := 47kHz$
Tensão eficaz nominal de operação da lâmpada de 35W:	$V_{o35} := 209V$
Tensão eficaz mínima de operação da lâmpada de 35W:	$V_{o35_min} := 189V$
Tensão eficaz máxima de operação da lâmpada de 35W:	$V_{o35_max} := 229V$
Tensão eficaz nominal de operação da lâmpada de 14W:	$V_{o14} := 82V$
Tensão eficaz mínima de operação da lâmpada de 14W:	$V_{o14_min} := 72V$
Tensão eficaz máxima de operação da lâmpada de 14W:	$V_{o14_max} := 92V$
Tensão eficaz máxima na lâmpada de 35W durante pré-aquecimento:	$V_{h35_max} := 275V$
Tensão eficaz máxima na lâmpada de 14W durante pré-aquecimento:	$V_{h14_max} := 130V$
Tensão eficaz mínima de partida da lâmpada de 35W:	$V_{ig35_min} := 800V$
Tensão eficaz mínima de partida da lâmpada de 14W:	$V_{ig14_min} := 275V$
Corrente eficaz mínima na entrada do estágio ressonante (valor desejado para V_{in_min} , f_{s_min} e P_{o_min}):	$I_{ef} := 0.2A$

Projeto

Tensão de entrada máxima fundamental eficaz:

$$V_{AB1max} := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_max}}{\pi}$$

$$V_{AB1max} = 67.524 \text{ V}$$

Tensão de entrada nominal fundamental eficaz:

$$V_{AB1nom} := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_nom}}{\pi}$$

$$V_{AB1nom} = 57.17 \text{ V}$$

Tensão de entrada mínima fundamental eficaz:

$$V_{AB1min} := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}}{\pi}$$

$$V_{AB1min} = 34.662 \text{ V}$$

Resistência da lâmpada de 35W:

$$R_{035} := \frac{V_{035}^2}{P_{o_max}}$$

$$R_{035} = 1.248 \text{ k}\Omega$$

Resistência da lâmpada de 14W:

$$R_{014} := \frac{V_{014}^2}{P_{o_min}}$$

$$R_{014} = 480.286 \Omega$$

Restrições:

Given

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \cdot \frac{C_p \cdot C_s}{C_s + C_p}}}$$

$$V_{035} = \frac{n \cdot V_{AB1min}}{\sqrt{\left[\left((2\pi f_{smin})^2 \cdot L_s \cdot C_p - \frac{C_p}{C_s} - 1 \right)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_{smin} \cdot \frac{L_s}{R_{035}} - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{smin} \cdot C_s \cdot R_{035}} \right)^2 \right]}}$$

$$V_{014} = \frac{n \cdot V_{AB1max}}{\sqrt{\left[\left((2\pi f_{smax})^2 \cdot L_s \cdot C_p - \frac{C_p}{C_s} - 1 \right)^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_{smax} \cdot \frac{L_s}{R_{014}} - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{smax} \cdot C_s \cdot R_{014}} \right)^2 \right]}}$$

$$I_{ef} = \frac{n \cdot V_{AB1min}}{\sqrt{\left[\left((2 \cdot \pi \cdot f_{smin})^2 \cdot L_s \cdot C_s - 1 \right)^2 + \left[(2 \cdot \pi \cdot f_{smin})^3 \cdot L_s \cdot C_s \cdot R_{014} \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_{smin}) \cdot R_{014} \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_{smin}) \cdot R_{014} \cdot C_s \right]^2 \right] + \left[(2 \cdot \pi \cdot f_{smin})^2 \cdot C_s \cdot R_{014} \cdot C_p \right]^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_{smin} \cdot C_s)^2}}$$

Condições iniciais para cálculo numérico dos parâmetros

$$L_s := 2.82 \text{ mH}$$

$$C_p := 4.5 \text{ nF}$$

$$C_s := 40.7 \text{ nF}$$

$$n := 3.47$$

$$\begin{pmatrix} L_{\text{ssv}} \\ C_{\text{mpa}} \\ C_{\text{vsa}} \\ n \end{pmatrix} := \text{Minerr}(L_s, C_p, C_s, n)$$

Indutor ressonante série: $L_s = 3.323\text{mH}$ $L_{\text{ssv}} := 3.2\text{mH}$

Capacitor ressonante paralelo: $C_p = 4.664\text{nF}$ $C_{\text{mpa}} := 4.7\text{nF}$

Capacitor ressonante série: $C_s = 13.273\text{nF}$ $C_{\text{vsa}} := 15\text{nF}$

Relação de transformação: $n = 3.322$ $n := 3.3$

Capacitor equivalente: $C_E := \frac{C_p \cdot C_s}{C_p + C_s}$ $C_E = 3.579\text{nF}$

Fator α $\alpha := \frac{C_E}{C_p}$ $\alpha = 0.761$

Impedância característica: $Z_B := \sqrt{\frac{L_s}{C_E}}$ $Z_B = 945.613\Omega$

Máxima relação de impedâncias: $Q_{sp} := \frac{R_{o35}}{Z_B}$ $Q_{sp} = 1.32$

Confirmação dos resultados

Frequência de ressonância: $f_{r_calc} := \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \cdot \frac{C_p \cdot C_s}{C_s + C_p}}}$ $f_{r_calc} = 47.031\text{kHz}$

Freq_resson := if $\left[\left(f_{r_calc} < 1.05 \cdot f_r \right) \wedge \left(f_{r_calc} > 0.95 \cdot f_r \right) \right]$, "OK", "Erro" $\text{Freq_resson} = \text{"OK"}$

Tensão na lâmpada:

$$V_L(f_s, V_{AB}, R_L) := \frac{n \cdot V_{AB}}{\sqrt{\left[\left(2\pi f_s \right)^2 \cdot L_s \cdot C_p - \frac{C_p}{C_s} - 1 \right]^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \frac{L_s}{R_L} - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_s \cdot R_L} \right)^2}}$$

Tensão mínima para lâmpada de 35W: $V_{L35_m} := V_L(f_{smin}, V_{AB1min}, R_{o35})$ $V_{L35_m} = 208.958\text{V}$

$V_{L35_min} := \text{if}(V_{L35_m} > V_{o35_min}, \text{"OK"}, \text{"Erro"})$ $V_{L35_min} = \text{"OK"}$

Tensão máxima para lâmpada de 35W:

$$V_{L35_M} := V_L(f_{smax}, V_{AB1max}, R_{o35})$$

$$V_{L35_M} = 147.947V$$

$$V_{L35_max} := \text{if}(V_{L35_M} < V_{o35_max}, \text{"OK"}, \text{"Erro"})$$

$$V_{L35_max} = \text{"OK"}$$

Tensão mínima para lâmpada de 14W:

$$V_{L14_m} := V_L(f_{smin}, V_{AB1min}, R_{o14})$$

$$V_{L14_m} = 81.86V$$

$$V_{L14_min} := \text{if}(V_{L14_m} > V_{o14_min}, \text{"OK"}, \text{"Erro"})$$

$$V_{L14_min} = \text{"OK"}$$

Tensão máxima para lâmpada de 14W:

$$V_{L14_M} := V_L(f_{smax}, V_{AB1max}, R_{o14})$$

$$V_{L14_M} = 83.632V$$

$$V_{L14_max} := \text{if}(V_{L14_M} < V_{o14_max}, \text{"OK"}, \text{"Erro"})$$

$$V_{L14_max} = \text{"OK"}$$

Valores de frequência de comutação para operação da lâmpada em potência nominal

$$f_s := f_{smin}$$

Given

$$V_{o35} = V_L(f_s, V_{AB1max}, R_{o35})$$

$$f_{s35_max} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{s35_max} = 58.382kHz$$

Given

$$V_{o35} = V_L(f_s, V_{AB1min}, R_{o35})$$

$$f_{s35_min} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{s35_min} = 44.988kHz$$

Given

$$V_{o14} = V_L(f_s, V_{AB1max}, R_{o14})$$

$$f_{s14_max} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{s14_max} = 65.688kHz$$

Given

$$V_{o14} = V_L(f_s, V_{AB1min}, R_{o14})$$

$$f_{s14_min} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{s14_min} = 44.951kHz$$

Determinação da corrente eficaz no estágio ressonante

Módulo da impedância equivalente do estágio ressonante:

$$Z_{AB1}(f_s, R_L) := \sqrt{\frac{\left[\left((2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot L_s \cdot C_s - 1 \right)^2 + \left[(2 \cdot \pi \cdot f_s)^3 \cdot L_s \cdot C_s \cdot R_L \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot R_L \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_s) R_L \cdot C_s \right]^2 \right]}{\left[(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 C_s \cdot R_L \cdot C_p \right]^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_s)^2}}$$

Corrente eficaz de entrada do estágio ressonante

$$I_{AB1}(f_s, R_L, V_{AB1}) := \frac{n \cdot V_{AB1}}{Z_{AB1}(f_s, R_L)} \quad I_{AB} := \begin{pmatrix} I_{AB1}(f_{s35_max}, R_{o35}, V_{AB1max}) \\ I_{AB1}(f_{s35_min}, R_{o35}, V_{AB1min}) \\ I_{AB1}(f_{s14_max}, R_{o14}, V_{AB1max}) \\ I_{AB1}(f_{s14_min}, R_{o14}, V_{AB1min}) \end{pmatrix} \quad I_{AB} = \begin{pmatrix} 0.397 \\ 0.324 \\ 0.233 \\ 0.202 \end{pmatrix} A$$

Determinação do ângulo de defasagem tensão-corrente na frequência fundamental

$$\phi_I(f_s, R_L) := \text{atan} \left[-\frac{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_s}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_s \cdot R_L \cdot C_p} \right] - \text{atan} \left[\frac{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^3 \cdot L_s \cdot C_s \cdot R_L \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot R_L \cdot C_p - (2 \cdot \pi \cdot f_s) \cdot R_L \cdot C_s}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot L_s \cdot C_s - 1} \right]$$

$$\phi := \begin{pmatrix} \phi_I(f_{s35_max}, R_{o35}) \cdot \frac{180}{\pi} \\ \phi_I(f_{s35_min}, R_{o35}) \cdot \frac{180}{\pi} \\ \phi_I(f_{s14_max}, R_{o14}) \cdot \frac{180}{\pi} \\ \phi_I(f_{s14_min}, R_{o14}) \cdot \frac{180}{\pi} \end{pmatrix} \quad \phi = \begin{pmatrix} -66.715 \\ -19.326 \\ -74.38 \\ -52.809 \end{pmatrix}$$

Avaliação da etapa de partida do estágio ressonante

Tensão eficaz de saída considerando o valor eficaz da componente fundamental da tensão de entrada:

$$V_H(f_s, V_{AB}) := \frac{\alpha \cdot n \cdot V_{AB}}{(2 \pi f_s \sqrt{L_s \cdot C_E})^2 - 1}$$

Frequência mínima de partida para a lâmpada de 35W:

Given $f_{s35} := f_{smax}$

$$V_{ig35_min} = V_H(f_s, V_{AB1min}) \quad f_{ig35_min} := \text{Minerr}(f_s) \quad f_{ig35_min} = 49.525 \text{kHz}$$

Frequência mínima de partida para a lâmpada de 14W:

Given

$$V_{ig14_min} = V_H(f_s, V_{AB1min}) \quad f_{ig14_min} := \text{Minerr}(f_s) \quad f_{ig14_min} = 53.967 \text{kHz}$$

Frequência máxima de partida para a lâmpada de 35W:

Given

$$V_{ig35_min} = V_H(f_s, V_{AB1max}) \quad f_{ig35_max} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{ig35_max} = 51.779 \text{ kHz}$$

Frequência máxima de partida para a lâmpada de 14W:

Given

$$V_{ig14_min} = V_H(f_s, V_{AB1max}) \quad f_{ig14_max} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{ig14_max} = 59.805 \text{ kHz}$$

Corrente eficaz de partida no tanque ressonante:

$$I_{ig}(f_s, V_{AB}) := \frac{n \cdot V_{AB} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot C_E}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot L_s \cdot C_E - 1}$$

$$I_S := \begin{pmatrix} I_{ig}(f_{ig35_min}, V_{AB1min}) \\ I_{ig}(f_{ig35_max}, V_{AB1max}) \\ I_{ig}(f_{ig14_min}, V_{AB1min}) \\ I_{ig}(f_{ig14_max}, V_{AB1max}) \end{pmatrix} \quad I_S = \begin{pmatrix} 1.17 \\ 1.223 \\ 0.438 \\ 0.486 \end{pmatrix} \text{ A} \quad f_{smax} := \begin{pmatrix} f_{ig35_min} \\ f_{ig35_max} \\ f_{ig14_min} \\ f_{ig14_max} \end{pmatrix} \quad f_s = \begin{pmatrix} 49.525 \\ 51.779 \\ 53.967 \\ 59.805 \end{pmatrix} \text{ kHz}$$

Tensão eficaz no indutor L_s
(aproximada):

$$V_{Ls} := \begin{pmatrix} 2 \cdot \pi \cdot f_{s0} \cdot L_s \cdot I_{S0} \\ 2 \cdot \pi \cdot f_{s1} \cdot L_s \cdot I_{S1} \\ 2 \cdot \pi \cdot f_{s2} \cdot L_s \cdot I_{S2} \\ 2 \cdot \pi \cdot f_{s3} \cdot L_s \cdot I_{S3} \end{pmatrix} \quad V_{Ls} = \begin{pmatrix} 1.165 \\ 1.273 \\ 0.476 \\ 0.584 \end{pmatrix} \text{ kV}$$

Frequência mínima durante pré-aquecimento para a lâmpada de 35W:

$$f_s := f_{smax}$$

Given

$$V_{h35_max} = V_H(f_s, V_{AB1max})$$

$$f_{h35_min} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{h35_min} = 59.805 \text{ kHz}$$

Frequência mínima durante pré-aquecimento para a lâmpada de 14W:

Given

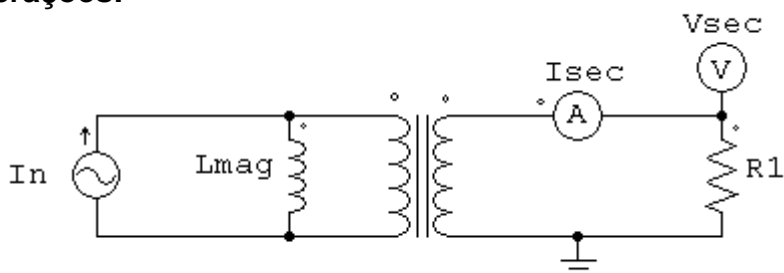
$$V_{h14_max} = V_H(f_s, V_{AB1max})$$

$$f_{h14_min} := \text{Minerr}(f_s)$$

$$f_{h14_min} = 71.405 \text{ kHz}$$

ANEXO II – PLANILHA DE CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE

1. Considerações:



2. Especificações:

Corrente eficaz nominal monitorada (primário)

$$I_n := 200\text{mA}$$

Frequência de comutação mínima

$$f_{s_min} := 45\text{kHz}$$

Frequência de comutação máxima

$$f_{s_max} := 65\text{kHz}$$

Relação de transformação (primário/secundário)

$$n := \frac{1}{10}$$

Potência máxima dissipada no resistor de medição

$$P_R := 0.13\text{W}$$

Erro de medição desejado

$$\epsilon_m := 5\%$$

3. Cálculos iniciais:

Período de comutação máximo:

$$T_s := \frac{1}{f_{s_min}}$$

$$T_s = 22.222\mu\text{s}$$

Corrente eficaz no secundário:

$$I_{sec} := n \cdot I_n$$

$$I_{sec} = 20\text{mA}$$

Resistor de medição:

$$R_1 := \frac{P_R}{I_{sec}^2}$$

$$R_1 = 325\Omega$$

$$R_1 := 330\Omega$$

Tensão de medição (secundário):

$$V_{sec} := R_1 \cdot I_{sec}$$

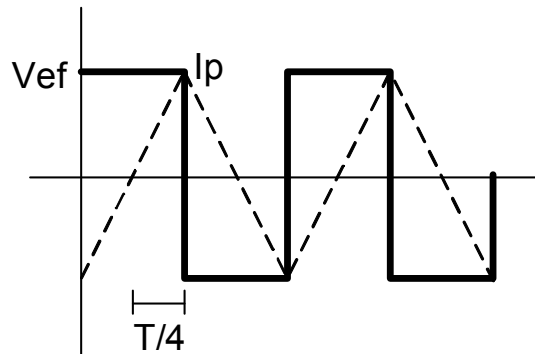
$$V_{sec} = 6.6\text{V}$$

Tensão no primário:

$$V_{pri} := n \cdot V_{sec}$$

$$V_{pri} = 0.66\text{V}$$

Para determinar a indutância magnetizante irá se considerar que é aplicada uma tensão quadrada com o mesmo valor eficaz da forma de onda real que é vista sobre o transformador de corrente (senoidal). Isso visa facilitar a determinação da indutância magnetizante, pois a forma de onda da corrente que surge é de formato triangular.



Corrente magnetizante eficaz:

$$I_{\text{mag_ef}} := \epsilon_m \cdot I_n$$

$$I_{\text{mag_ef}} = 10 \text{ mA}$$

Corrente magnetizante de pico (formato triangular)

$$I_{\text{mag_p}} := \sqrt{3} \cdot I_{\text{mag_ef}}$$

$$I_{\text{mag_p}} = 17.321 \text{ mA}$$

Indutância magnetizante:

$$L_{\text{mag}} := \frac{V_{\text{pri}}}{I_{\text{mag_p}}} \cdot \frac{T_s}{4}$$

$$L_{\text{mag}} = 211.695 \mu\text{H}$$

4. Projeto físico:

4.1 Núcleo

Núcleo utilizado:

EE 13/6 - IP12

$$A_e := 16.1 \text{ mm}^2$$

$$A_w := 33.81 \text{ mm}^2$$

Fator de indutância:

$AL := 0.9 \mu\text{H}$ (Henry por espira ao quadrado - Thornton)

Número de espiras primário:

$$N_p := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L_{\text{mag}}}{AL}} \right)$$

$$N_p = 16$$

Número de espiras do secundário:

$$N_s := \frac{N_p}{n}$$

$$N_s = 160$$

Indução magnética máxima:

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{pri}}}{4.44 \cdot N_p \cdot f_{s_min} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.013 \text{ T}$$

4.2 Condutores

Densidade de corrente máxima: $J_{\max} := 700 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Profundidade de penetração máxima: $\Delta := \frac{7.5 \cdot s^{-0.5} \cdot \text{cm}}{\sqrt{f_{s_max}}} \quad \Delta = 0.029\text{cm}$

Diâmetro máximo dos condutores: $D_{fio} := 2 \cdot \Delta \quad D_{fio} = 0.059\text{cm}$

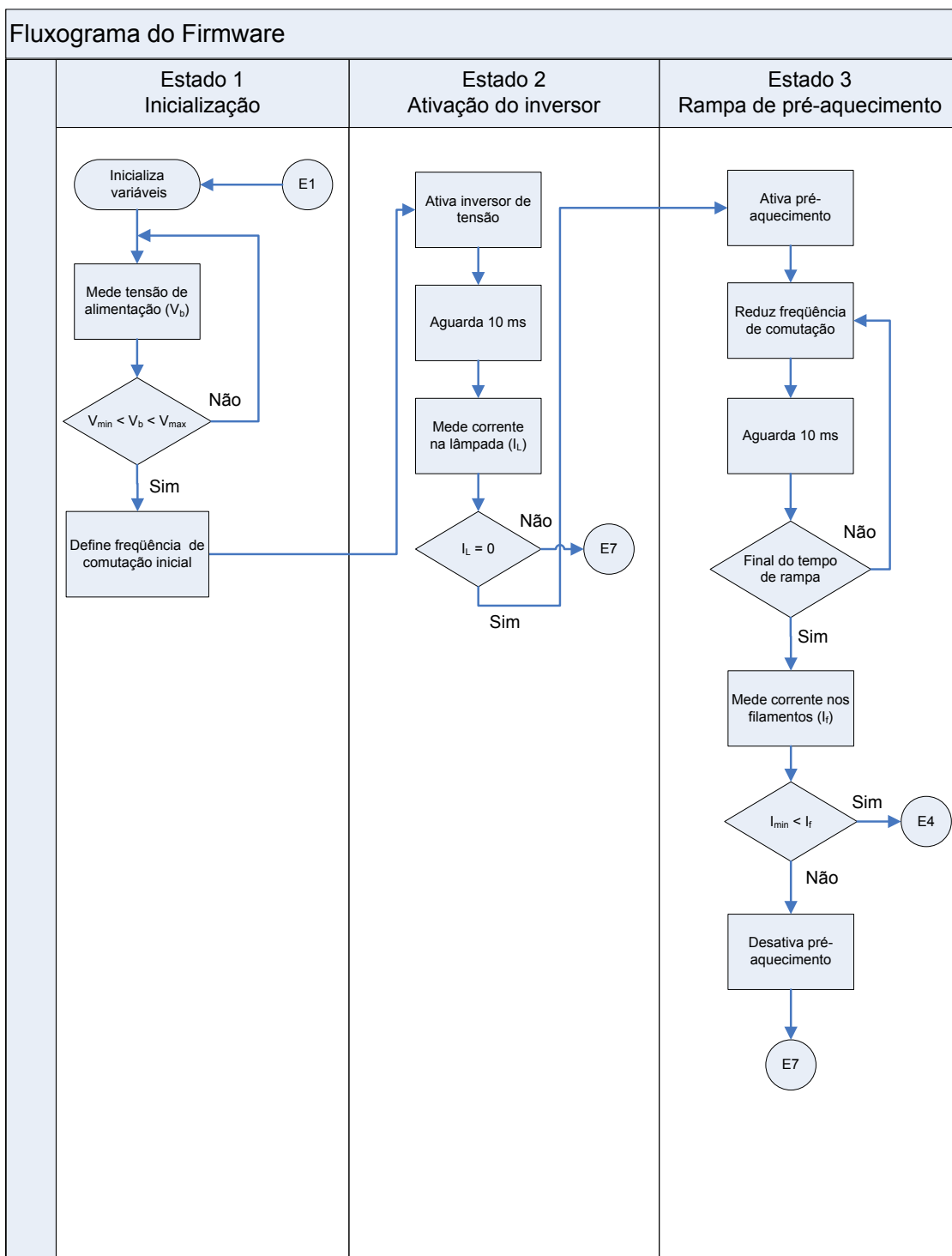
Área da seção do fio necessária para os primários: $S_{\text{cobre1}} := \frac{I_n}{J_{\max}} \quad S_{\text{cobre1}} = 2.857 \times 10^{-4} \text{cm}^2$

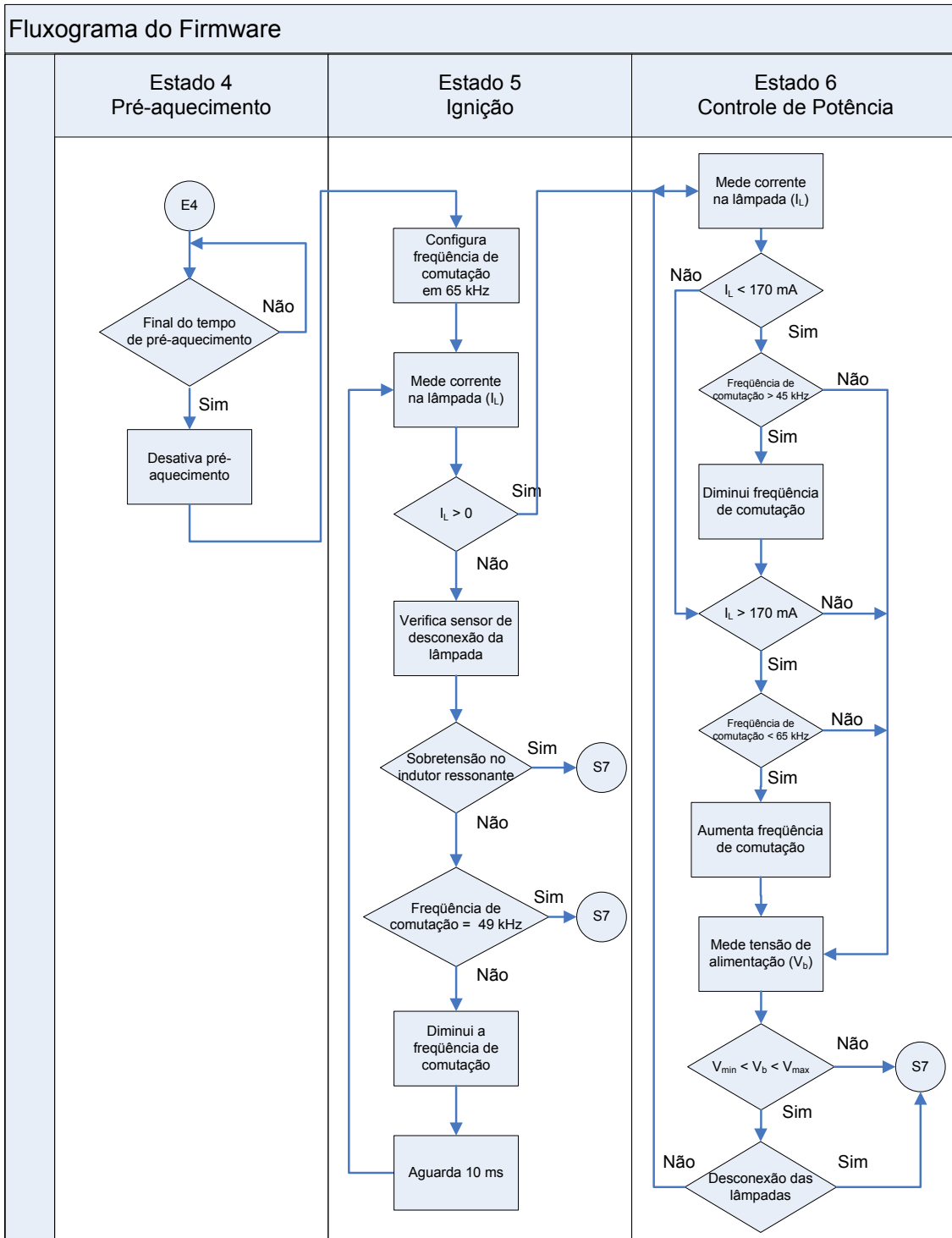
Área da seção do fio necessária para o secundário: $S_{\text{cobre2}} := \frac{I_{\text{sec}}}{J_{\max}} \quad S_{\text{cobre2}} = 2.857 \times 10^{-5} \text{cm}^2$

O condutor escolhido é o 27AWG - Primário

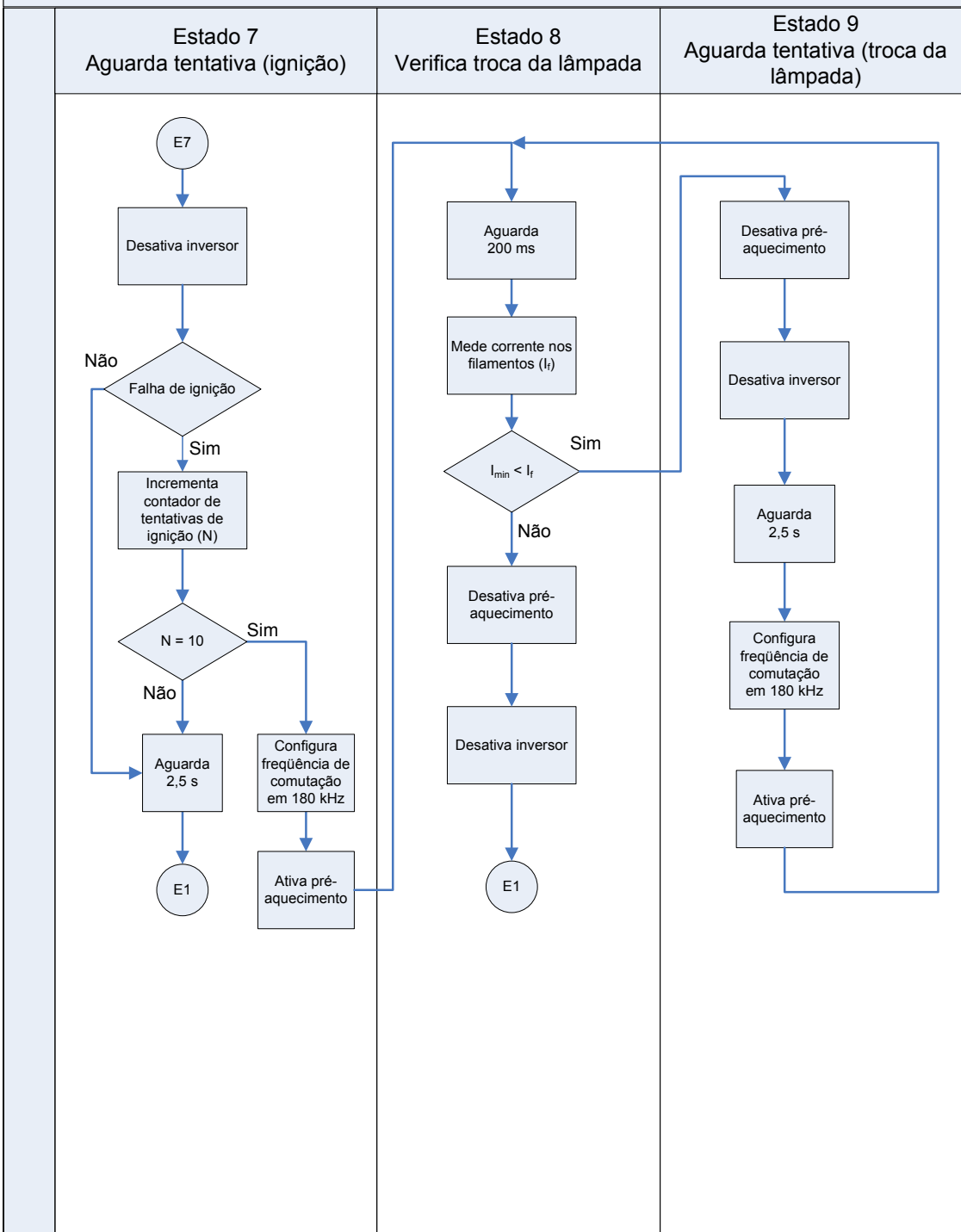
O condutor escolhido é o 32AWG - Secundário

ANEXO III – FLUXOGRAMA DO *FIRMWARE* DO MICROCONTROLADOR PARA VERSÃO 110 V cc

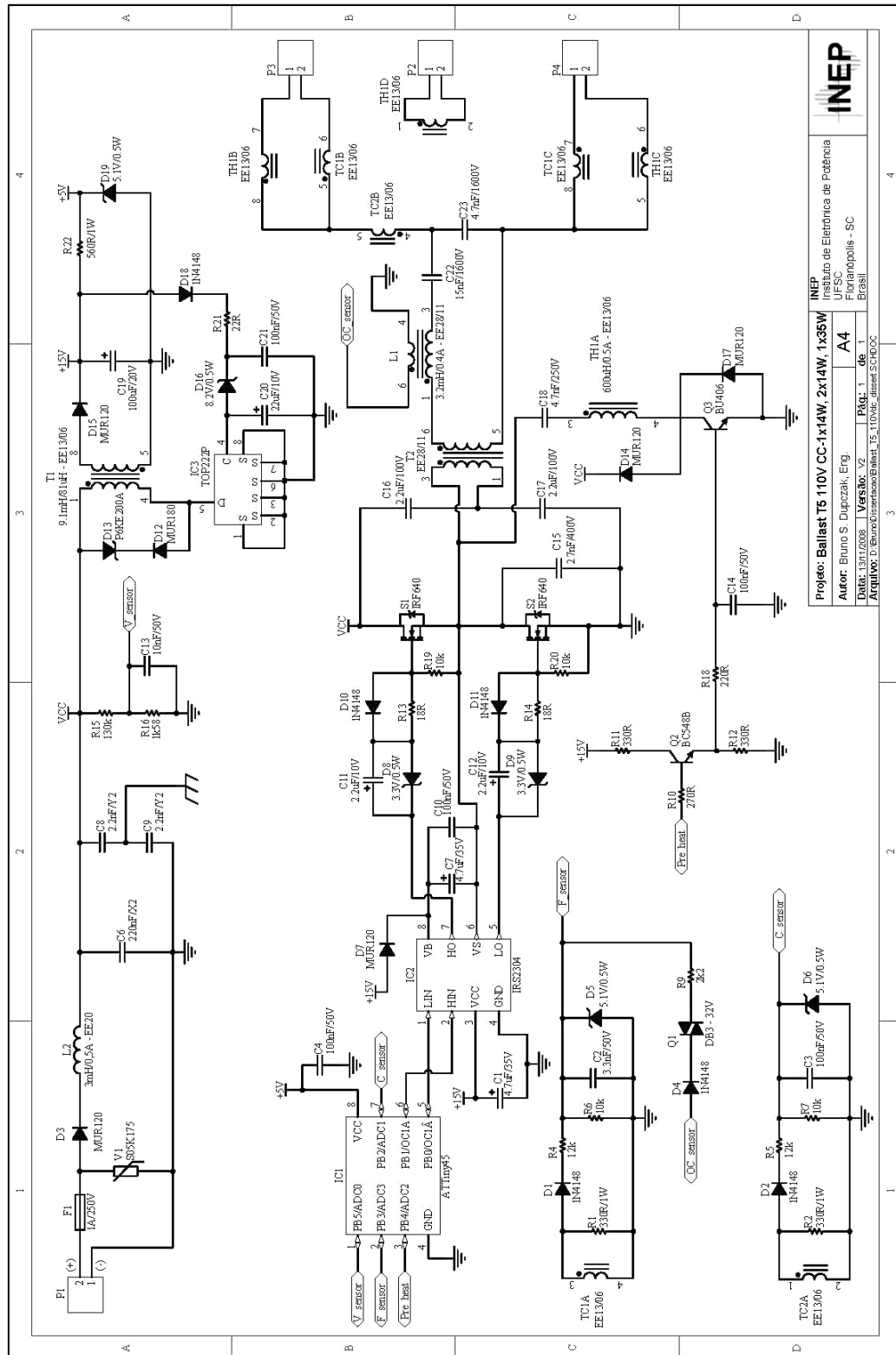




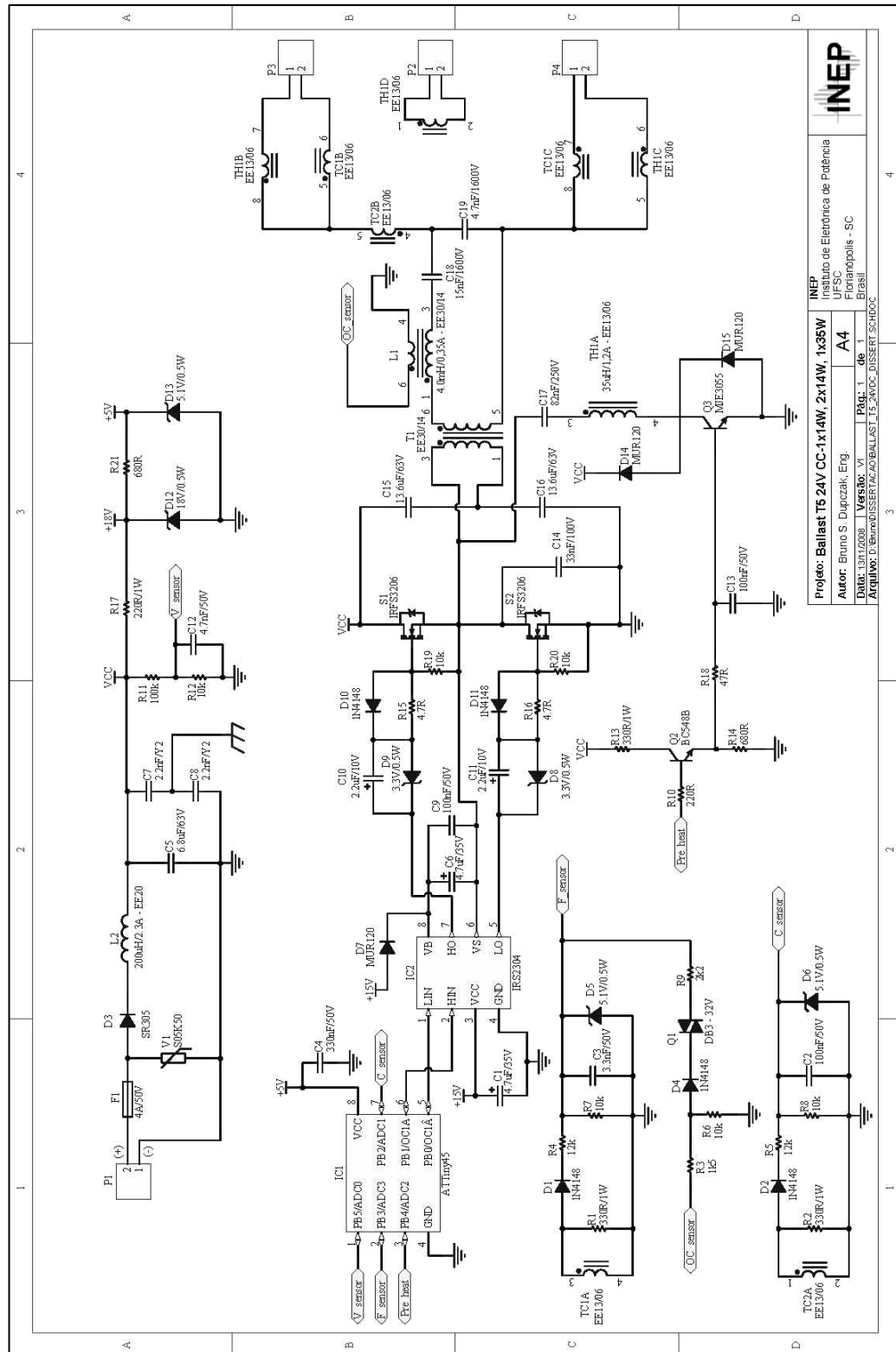
Fluxograma do Firmware



ANEXO IV – DIAGRAMA ELÉTRICO DO REATOR ELETRÔNICO - VERSÃO 110 V cc



ANEXO V – DIAGRAMA ELÉTRICO DO REATOR ELETRÔNICO - VERSÃO 24 V cc



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] PHILIPS LIGHTING BRASIL. Novas Tecnologias e Produtos para Eficiência Energética. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E COGERAÇÃO DE ENERGIA (4. : Mai. 2007: São Paulo). *Painel*. São Paulo, 2007.
- [2] BEDIN, Juliano. *Reatores Eletrônicos Dimerizáveis para Lâmpadas Fluorescentes com Elevado Fator de Potência*. Florianópolis, 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] ABEYWICKRAMA, M. G. Fluorescent Lamps. In: MARSDEN, A. M.; COATON, J. R. *Lamps and Lighting*. 4 ed. London: Arnold and Contributors, 1997. p. 194-214.
- [4] KAISER, W.; MARQUES, R. P.; CORREA, A. F. Impact of Current Crest Factor at High and Low Frequency Operation on Fluorescent Lamp Electrodes. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE (Oct. 2006 : Tampa, Florida). *Proceedings*. United States, 2006. p. 236-241.
- [5] MARTINS, Marcos Aurélio Izumida. *Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes Usando Técnicas de Integração para Correção do Fator de Potência*. Florianópolis, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] PEREIRA, Eduardo Inácio. *Reator Eletrônico com Estágio de Correção do Fator de Potência Integrado com o Inversor Ressonante*. Florianópolis, 2003. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [7] ALVES, Joable Andrade. *Reator Eletrônico para Lâmpadas Fluorescentes Compactas com Alto Fator de Potência*. Florianópolis, 1996. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] ARAUJO, Marcos Vinícios Alves. *Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescentes*.

- Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina
- [9] GULKO, M.; YAAKOV, S. B. Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as a Discharge Lamp Driver. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, v. 41, n. 3, p. 285-291, 1994.
- [10] SANTOS, Anderson Soares dos. *Reator Eletrônico Multifrequência para Lâmpada Fluorescente T5 com Pré-Aquecimento por Tensão*. Porto Alegre, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.
- [11] MIRANDA, P., GOEKING, W. Shopping Centers – De Olho Neles. *Revista Lumière*, São Paulo, n. 122, p. 57-67, Jun. 2008.
- [12] LIGHT RESEARCH CENTER, “T5 Fluorescent Systems,” Jul. 2002. <http://www.lrc.rpi.edu/programs/nlpip/lightingAnswers> (current Nov. 30, 2007).
- [13] GE LIGHTING, “Startcoat™ T5 - Product Information for Original Equipment Manufacturers,” Aug. 2001. <http://www.gelighting.com> (current Mar. 15, 2008).
- [14] PHILIPS LIGHTING, “Silhouette – Fluorescent Lamp Technology Guide,” Sep. 2001. . <http://www.lighting.philips.com> (current Mar. 15, 2008).
- [15] DORLEIJN, J. W. F., GOUD, L. H., Standardisation of Static Resistances of Fluorescent Lamp Cathodes and New Data for Preheating. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, (Oct. 2002 : Pittsburgh, Pennsylvania). *Proceedings*. United States, 2002. p. 665-672.
- [16] OSRAM, “Lumilux T5”. <http://www.osram.com> (current Fev. 10, 2008).
- [17] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Double-capped Fluorescent Lamps – Performance Specifications*, IEC 60081 - Amendment 1. Switzerland, 2000.
- [18] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *AC-supplied electronic ballasts for tubular fluorescent lamps - Performance requirements*, IEC 60929. Switzerland, 2006.

-
- [19] KLIEN, D., A New Heating Concept for Fluorescent Lamp Ballasts. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, (Oct. 2000 : Rome, Italy). *Proceedings*. Italy, 2000. p. 3428-3433.
 - [20] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Railway Applications - Electronic Equipment Used on Rolling Stock*, EN 50155. Belgium, 2001.
 - [21] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Railway Applications – Rolling Stock – D.C. Supplied Electronic Ballasts for Lighting Fluorescent Lamps*, EN 50311. Belgium, 2003.
 - [22] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Railway Applications – Electromagnetic Compatibility – Part 1: General*, EN 50121-1. Belgium, 2000.
 - [23] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Railway Applications – Electromagnetic Compatibility – Part 3-2: Rolling Stock - Apparatus*, EN 50121-3-2. Belgium, 2000.
 - [24] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-Frequency Equipment - Electromagnetic Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement*, EN 55011. Belgium, 2004.
 - [25] EUROPEAN COMMITTEE FOR ELECTROTECHNICAL STANDARDIZATION. *Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Electrical Lighting and Similar Equipment*, EN 55015. Belgium, 2005.
 - [26] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Lamp Controlgear – Part 1: General and Safety Requirements*, IEC 61347-1. Switzerland, 2000.
 - [27] ALONSO, M. Electronic Ballasts. In: RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook*. 3. ed. United States: Academic Press, 2001. p. 507-531.
 - [28] ALONSO, M.; CARDESÍN, J.; CALLEJA, A. J.; *et al.* A Fluorescent Lamp Electronic Ballast for Railway Applications Based on Low-Cost Microcontroller. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, New York, v. 41, n. 5, p. 1391-1400, 2005.
-

-
- [29] ATMEL CORPORATION. *ATTiny45 Microcontroller - Datasheet*. Rev. 7598F. United States: Nov. 2007.
- [30] MATHSOFT. *Mathcad 13.0*. United States, 2005.
- [31] MATHWORKS. *Matlab 7.0*. United States, 2004.
- [32] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRS2304 - Half-Bridge Driver – Datasheet*. United States: Apr, 2006.
- [33] INTERNATIONAL RECTIFIER. *AN978 - HV Floating MOS-Gate Driver ICs - Application Note*. Rev. D. United States: Mar. 2007.
- [34] BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: INEP-UFSC, 2001.
- [35] POWER INTEGRATIONS. *TOP222 - Three-Terminal Off-Line PWM Switch – Datasheet*. Rev. D. United States: Jul. 2001.
- [36] POWER INTEGRATIONS. *AN16 - TOPSwitch Flyback Design Methodology - Application Note*. Rev. A. United States: Jun. 1996.
- [37] MORAES, P. M., BARBI, I., PERIN, A. J. A New Topology for Power Control of AC Loads Using AC-AC Converters. CONFERÊNCIA DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS (4 : 2000 : Porto Alegre). *Anais*. Porto Alegre, 2000. p. 264-269.
- [38] BARBI, I.; MARTINS, D. C.; REIS, F. S. Using the Ohmic Resistance Reverse Conduction Capability of MOSFETs in Quasi-Resonant Converters. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (Mar. 1990: Los Angeles, California). *Proceedings*. United States, 1990. p. 706-711.